Voicu Dolocan

FIZICA ELECTRONICĂ A STĂRII SOLIDE

BUCHAREST / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY
7566

FIZICA ELECTRONICĂ
A STĂRII SOLIDE

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

VOICU DOLOCAN

FIZICA ELECTRONICĂ A STĂRII SOLIDE

176091
B.C.U. - IASI

EDITURA ACADEMIEI REPUBLICII SOCIALISTE ROMÂNIA
București, 1984

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Physics of solid state electronics

Электронная физика твердого тела

I. 31.994
Univ. „Al. I. Cuza" Iaşi
Bibl. Facultăţii de fizică
T. III. 7566

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

EDITURA ACADEMIEI REPUBLICII SOCIALISTE ROMÂNI
R 79717, Bucureşti, Calea Victoriei nr. 125, sector 1

PREFAȚĂ

Acesta este al treilea volum publicat de Voicu Dolocan, privitor la fizica dispozitivelor cu semiconductoare și aplicațiile acestora. El reprezintă o continuare naturală a volumelor anterioare, întregind descrierea proprietăților fizice și tehnologiei dispozitivelor cu aplicații concrete în circuitele electronice utilizate în industrie și în alte domenii ale activității umane.

În carte se prezintă, cu detalii de proiectare, circuite cu diode luminescente și fotodetectori, cuplori electronici care stau la baza comunicațiilor viitorului, circuite cu tranzistori și cu tiristori, circuite digitale etc. Ea se adresează studenților de la facultățile de fizică și chimie, de la institutele tehnice, cadrelor didactice și cercetătorilor, inginerilor și tehnicienilor.

Parcurgînd această carte, cititorul își dă seama de utilitatea unei activități de cercetare dirijată spre scopuri practice. Nu trebuie însă să uităm că orice cercetare în fizica aplicată are la baza ei cercetări anterioare în fizica fundamentală a cărei eficiență depinde direct de rezultatele fizicii aplicate. Nu se pot dezvolta una fără cealaltă.

Este un imperativ al epocii moderne ca orice cercetare științifică să se finalizeze într-un interval de timp cît mai scurt, cu aplicații directe în economie, asigurîndu-se astfel un progres continuu și rapid al societății noastre.

Acad. prof. dr. docent
TH. V. IONESCU

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

CUVÎNT ÎNAINTE

Acest volum urmează volumelor Fizica dispozitivelor cu corp solid *şi* Fizica joncţiunilor cu semiconductoare, *apărute în Editura Academiei, şi este dedicat principalelor aplicaţii ale dispozitivelor cu semiconductoare. Partea teoretică este extinsă la capitolele 3 (Diode luminescente) şi 9 (Tunelarea inelastică a electronilor), deoarece aceste probleme nu au fost tratate în volumele anterioare. În carte se studiază şi se dau detalii de proiectare asupra circuitelor cu diode redresoare, diode Zener, diode cu revenire în treaptă, diode luminescente şi fotodetectori, cu tranzistori bipolari şi tranzistori cu efect de cîmp, cu tranzistori unijoncţiune şi tiristori. Se prezintă circuitele operaţionale, circuitele digitale, cuplorii optici şi memoriile cu semiconductoare.*

Problema recentă a fizicii corpului solid, tunelarea inelastică a electronilor, ce are mari aplicaţii în biochimie, chimia suprafeţelor etc., şi a dat naştere spectroscopiei tunel, metodă mai sensibilă pentru studiul vibraţiilor moleculare decît spectroscopia Raman şi de infraroşu, este prezentată în ultimul capitol.

Folosirea dispozitivelor în circuit ne ajută să înţelegem în ce direcţie trebuie să mergem cu perfecţionarea acestora.

Sperăm ca acest volum să întregească tematica tratată în cele două volume apărute anterior şi să satisfacă exigenţele mereu crescînde ale cititorilor noştri.

AUTORUL

BCU IASI / CENTRUL UNIVERSITAR LIBRARY

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

CUPRINS

CAPITOLUL 1. **Joncțiunea *p-n*** 13

1.1. Considerații generale 13
1.2. Măsurarea parametrilor caracteristici 14
1.3. Circuite de protecție 18
1.4. Circuite de redresare 18
1.5. Circuite de limitare 23
1.6. Circuite logice 25
1.7. Diode cu revenire în treaptă 26
1.8. Dioda Zener 30
1.9. Sursă de curent constant 32
1.10. Sursă de tensiune stabilizată 32

Bibliografie 34

CAPITOLUL 2. **Dioda tunel** 35

2.1. Principiul de funcționare 35
2.2. Circuitul echivalent 36
2.3. Influența rezistențelor externe asupra caracteristicii $I-V$ a diodei tunel. Măsurarea rezistenței diferențiale negative 38
2.4. Măsurarea rezistenței serie 39
2.5. Măsurarea capacității și inductanței 40
2.6. Amplificarea 41
2.7. Dioda tunel ca oscilator 42
2.8. Dioda tunel în regim de comutare 43

Bibliografie 45

CAPITOLUL 3. **Diode luminescente** 46

3.1. Procese de recombinare radiantă 46
3.2. Mecanisme de excitare 51
3.3. Materiale luminescente 54
3.4. Prepararea diodelor luminescente 61
3.5. Caracteristicile electrice și optice ale diodelor luminescente . . . 64
3.6. Caracterizarea radiației emise 68
3.7. Măsurarea parametrilor caracteristici 71
3.8. Aplicații 77
3.9. Dispozitive cuplate optic 86

Bibliografie 90

CAPITOLUL 4. **Fotodetectorii** 91

4.1. Considerații generale 91
4.2. Măsurarea puterii radiației 93
4.3. Circuite cu fotodetectori 94
4.4. Fotomultiplicatorii 101

Bibliografie 103

BCU IAȘI - CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

UNIV. AL. I. CUZA BIBL. DE FIZICĂ

CAPITOLUL 5. Tranzistorul bipolar 104

5.1. Modul de funcționare 104
5.2. Caracteristicile curent-tensiune ale tranzistorului 106
5.3. Amplificarea. Analiza grafică 108
5.4. Stabilitatea punctului static de funcționare a tranzistorului . 111
5.5. Exemplu de proiectare a unui amplificator 113
5.6. Circuite echivalente 115
5.7. Măsurarea parametrilor caracteristici ai amplificatorului cu tranzistor în conexiunea cu emitorul comun 120
5.8. Amplificator cu tranzistor în conexiunea cu colectorul comun . . 122
5.9. Amplificator cu tranzistor în conexiunea cu baza comună . . . 124
5.10. Limitarea frecvenței de funcționare 125
5.11. Amplificatoare cu reacție 131
5.12. Amplificatorul diferențial 137
5.13. Schimbător de nivel de tensiune continuă 140
5.14. Amplificatorul operațional 141
5.15. Aplicații ale amplificatoarelor operaționale 147
5.16. Amplificatoare cu mai multe etaje 152
5.17. Oscilatori 159
5.18. Zgomotul 165
5.19. Studiul fenomenelor de comutare în tranzistoare 175

Bibliografie 176

CAPITOLUL 6. Tranzistoare cu efect de cîmp 177

6.1. Modul de funcționare și parametrii caracteristici 177
6.2. Trasarea caracteristicilor curent-tensiune 179
6.3. Amplificarea 179
6.4. Amplificatorul cu drena comună 183
6.5. Amplificatorul cu poarta comună 185
6.6. Modulator cu decuplare (chopper) 185
6.7. Multiflexare în timp cu TEC 187
6.8. Circuite cu eșantionare și memorare 189
6.9. Reglator de curent continuu 191
6.10. TEC ca rezistor variabil 191
6.11. Modul de funcționare a tranzistoarelor MOS 192
6.12. Caracteristicile statice 194
6.13. Amplificator cu tranzistor MOS cu sursă comună 196

Bibliografie 200

CAPITOLUL 7. Tranzistorul unijoncțiune și tiristorul 201

7.1. Modul de funcționare a tranzistorului unijoncțiune 201
7.2. Oscilator cu TUJ 202
7.3. Model de proiectare 203
7.4. Trasarea caracteristicii curent-tensiune 204
7.5. Circuite pentru comanda tiristorilor 205
7.6. Relee de timp 206
7.7. Tranzistorul unijoncțiune programabil 207
7.8. Clasificarea tiristorilor 209
7.9. Modul de funcționare a SCR 209

BCU IAȘI - CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

7.10. Modul de funcționare a triacului 213
7.11. Modul de funcționare a diacului 215
7.12. Comutatorul comandat din siliciu (CCS) 216
7.13. Controlul unghiului de fază cu ajutorul tiristorului 217
7.14. Controlul vitezei unui motor 218
7.15. Circuite de alarmă 220
7.16. Redresor cu autoreglare de încărcare a unui acumulator . . . 221
Bibliografie 222

CAPITOLUL 8. **Circuite digitale** 223

8.1. Sistemul de numerație binar 223
8.2. Noțiuni de algebră booleană 223
8.3. Logica pozitivă și logica negativă 224
8.4. Circuite poartă cu tranzistoare bipolare 227
8.5. Circuite poartă cu tranzistoare MOS 227
8.6. Circuite flip-flop 232
8.7. Registre 234
8.8. Numărătoare de impulsuri 241
8.9. Decodificatoare 242
8.10. Scheme de afișare numerică 246
8.11. Memorii 249
Bibliografie 251
Bibliografie 254

CAPITOLUL 9. **Tunelarea inelastică a electronilor** 255

9.1. Efectul tunel inelastic 255
9.2. Teoria efectului tunel inelastic 255
9.3. Principiul metodei de măsură a derivatei a doua, d^2I/dV^2. Instalația experimentală 259
9.4. Prepararea probelor 265
9.5. Aplicații 269
Bibliografie 270

Abstract 271

Contents 273

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

JONCȚIUNEA $p-n$

1.1. Considerații generale

Joncțiunea $p-n$ este formată din două regiuni p și n neutre, separate printr-o regiune de sarcină spațială, numită și strat de baraj [1] (fig. 1.1*a*). Simbolul utilizat în circuit este reprezentat în figura 1.1*b*. Cînd dioda este conectată în circuit cu electrodul de la regiunea p la polul pozitiv al sursei, iar electrodul de la regiunea n la polul negativ al sursei, se spune că este polarizată în sens direct. Cînd conexiunile sînt inverse se spune că este polarizată în sens invers. La polarizare directă dioda prezintă rezistență mică și prin ea trece un curent care crește exponențial cu tensiunea

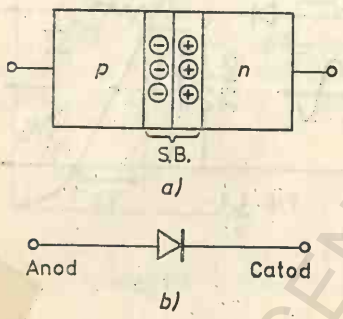


Fig. 1.1

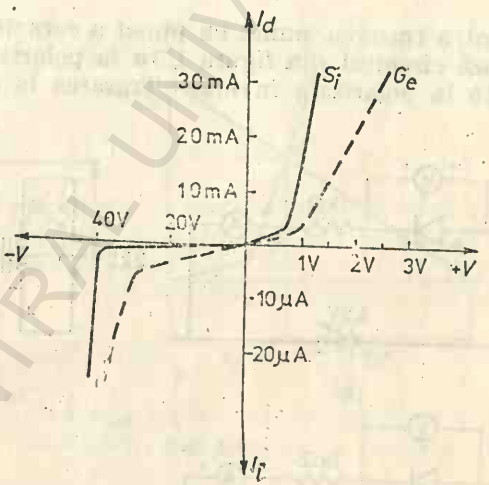


Fig. 1.2

ap.icată. La polarizare inversă dioda p.ezintă rezistență mare și prin ea trece un curent foarte mic. Caracteristica $I-V$ a unei joncțiuni $p-n$ ideale este descrisă de expresia

$$I = I_s(e^{qV/kT} - 1), \tag{1.1}$$

unde I_s este curentul invers de saturație. În figura 1.2 sînt reprezentate caracteristicile $I-V$ pentru o diodă din siliciu și pentru o diodă din germaniu. La polarizare directă se observă că există o tensiune, numită tensiune de deschidere sau de colț, de la care curentul începe să crească rapid

cu tensiunea aplicată, pînă la această tensiune avînd o variație mică. Tensiunea de deschidere are valoarea aproximativă de 0,7V pentru diodele din siliciu și de 0,3V pentru diodele din germaniu. De asemenea, se observă că cu creșterea tensiunii aplicate curentul direct crește mai rapid în diodele din siliciu în raport cu cele din germaniu. Curentul invers în diodele din siliciu este mult mai mic decît în diodele din germaniu. Curentul invers depinde de concentrațiile purtătorilor minoritari și de aceea variază rapid cu temperatura; pentru diodele din germaniu se dublează la o creștere cu 10° a temperaturii. În diodele din siliciu această variație este mai mică și de aceea acestea se preferă în circuitele unde intervin variații mari de temperatură. La o anumită valoare a tensiunii de polarizare inversă, numită tensiune de străpungere, curentul crește rapid în timp ce tensiunea păstrează o valoare aproape constantă.

1.2. Măsurarea parametrilor caracteristici

1.2.1. Caracteristica curent-tensiune

Pentru trasarea punct cu punct a caracteristicii I-V a unei diode se utilizează circuitul din figura 1.3*a* la polarizare directă și circuitul din figura 1.3*b* la polarizare inversă. Trasarea la semnal variabil a caracteristicii

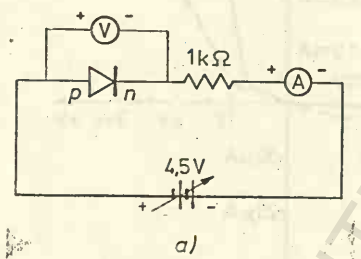


Fig. 1.3

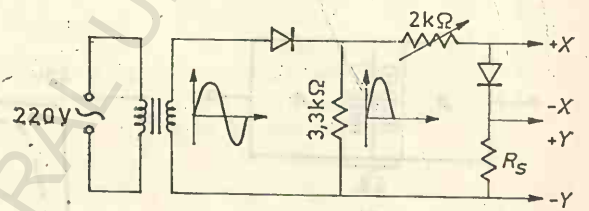


Fig. 1.4

I-V și vizualizarea ei la osciloscraf se face cu ajutorul circuitului din figura 1.4. Pe plăcile orizontale ale osciloscrafului ($+X$, $-X$) se aplică tensiunea de pe diodă iar pe plăcile verticale ($+Y$, $-Y$) se aplică tensiunea de pe rezistența R_s în serie cu dioda, care este direct proporțională cu curentul care trece prin diodă.

1.2.2. Rezistența diodei

La polarizare directă dioda prezintă o rezistență finită numită rezistență de volum, r_v, care se obține din panta caracteristicii I-V

$$r_v = \Delta V/\Delta I.$$

Valoarea ei se poate determina din panta caracteristicii I-V așa cum se reprezintă în figura 1.5.

În diodele cu semiconductoare, spre deosebire de cele cu vid, curge un curent și la polarizare inversă, care este mic față de curentul la polarizare directă. Există o rezistență inversă R_i de valoare finită

$$R_i = V_i/I_i$$

care are valoarea de MΩ pentru diodele din germaniu și zeci de MΩ pentru diodele din siliciu. Rezistența diodei se poate măsura și în curent alternativ, la semnal mic. În acest mod se determină valoarea rezistenței diferențiale în punctul de funcționare

$$r_{ac} = \Delta V/\Delta I.$$

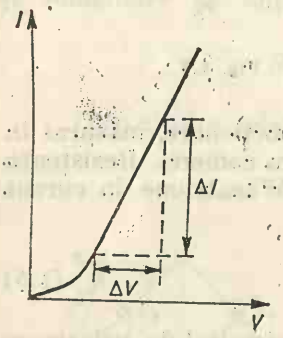


Fig. 1.5

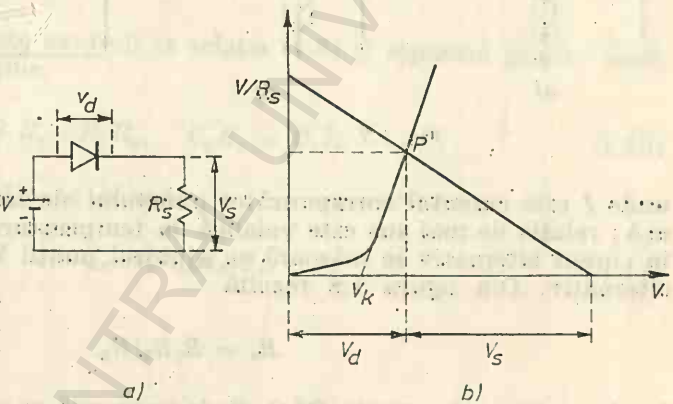


Fig. 1.6

Punctul de funcționare, P, al unei diode se determină grafic ducînd dreapta de sarcină ca în figura 1.6 *b*, unde R_s este rezistența de sarcină din circuit (fig. 1.6 *a*). Ecuația dreptei de sarcină este

$$V = V_d + V_s = V_d + IR_s. \tag{1.2}$$

La $V_d = 0$ (tensiunea pe diodă este egală cu zero) se obține $I = V/R_s$, iar la $I = 0$ se obține $V_d = V_0$, unde V_0 este tensiunea sursei din circuit. Rezistența r_{ac} are două componente, o componentă de volum, r_v, și o altă componentă, numită rezistența joncțiunii, care se notează cu r_j

$$r_{ac} = r_v + r_j. \tag{1.3}$$

BCU CLUJ CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Sub valoarea tensiunii V_k, de deschidere a diodei, rezistența diodei este rezistența joncțiunii, $r_{ac} = r_j$. Pentru a determina r_{ac} se polarizează dioda și se fixează punctul P dorit de funcționare, apoi se aplică un semnal v_a care determină deplasarea în jos și în sus a punctului de funcționare în jurul punctului P cu ΔV și ΔI; $r_{ac} = \Delta V/\Delta I$. În figura 1.7 *a* punctul de funcționare este ales astfel încît $r_a = r_v$ iar în figura 1.7 *b* punctul de funcționare este ales astfel încît $r_{ac} = r_j$. De fapt, rezistența joncțiunii se poate evalua și din relația lui Shockley

$$r_j \simeq \frac{26\ \text{mV}}{I}, \tag{1.4}$$

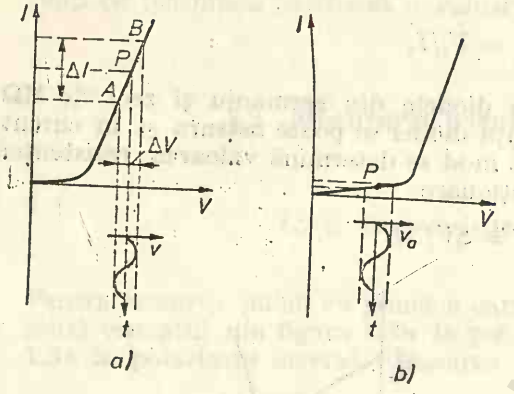


Fig. 1.7

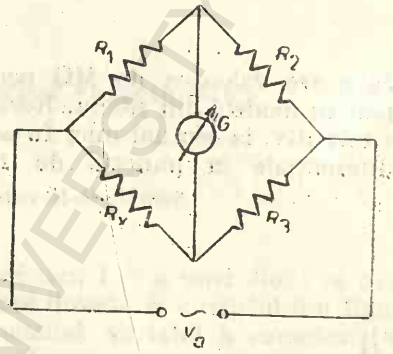


Fig. 1.8

unde I este curentul corespunzător punctului de funcționare, măsurat în mA; relația de mai sus este valabilă la temperatura camerei. Rezistența în curent alternativ se măsoară cu ajutorul punții Wheatstone în curent alternativ. Din figura 1.8 rezultă

$$R_x = R_1 R_3 / R_2. \tag{1.5}$$

Dacă se utilizează o punte RLC, dioda împreună cu circuitul de polarizare atașat acesteia se conectează la bornele R ale punții de măsură.

1.2.3. Capacitatea diodei

Joncțiunea $p-n$ prezintă o capacitate C care are două componente, capacitatea stratului de baraj, C_b, și capacitatea de difuzie, C_d, considerate conectate în paralel, astfel că $C = C_b + C_d$. Capacitatea stratului de baraj se datorează variației sarcinii din stratul de baraj cu variația tensiunii aplicate, datorită variației lărgimii acestuia. Pentru o joncțiune abruptă ca este dată de expresia [1]

$$C_b = \left[\frac{q\varepsilon}{8\pi} \cdot \frac{n_{n0} p_{p0}}{n_{n0} + p_{p0}} \cdot \frac{1}{V_b - V} \right]^{1/2}, \tag{1.6}$$

BCU VALCEA - UNIVERSITY LIBRARY

în care tensiunea V este pozitivă la polarizare directă și negativă la polarizare inversă, V_b — înălțimea barierei de potențial, ε — permitivitatea semiconductorului, n_{n0} și p_{p0} sînt concentrațiile purtătorilor majoritari în regiunea n și, respectiv, p, q este sarcina electronului. Capacitatea de difuzie se datorează variației sarcinii injectate în regiunile neutre cu variația tensiunii aplicate [1]

$$C_d = \frac{q^2}{kT}(n_{p0}L_n + p_{n0}L_p)\exp(qV/kT), \tag{1.7}$$

unde L_n și L_p sînt lungimile de difuzie, a electronilor în regiunea p și, respectiv, a golurilor în regiunea n. La polarizare directă, $C = C_d$ iar la polarizare inversă $C = C_b$. Măsurarea capacității se face cu puntea Wheatstone în curent alternativ, reprezentată în figura 1.9. La echilibrul punții este îndeplinită condiția

$$Z_3/Z_x = R_1/R_2. \tag{1.8}$$

Impedanțele Z_3 și Z_x au forma

$$Z_3 = R_3/(1 + i\omega C_3R_3), \quad Z_x = R_x/(1 + i\omega C_xR_x). \tag{1.9}$$

Introducînd aceste expresii în relația (1.8) și separînd părțile reale și imaginare se obține

$$R_1R_x = R_2R_3, \quad C_xR_2 = C_3R_1. \tag{1.10}$$

Din ultima relație se găsește

$$C_x = (R_1/R_2)C_3. \tag{1.11}$$

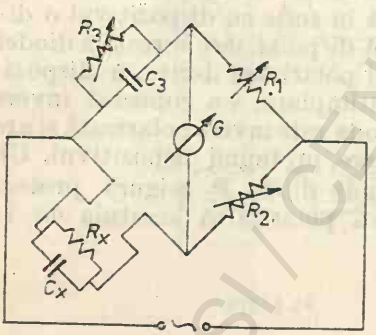


Fig. 1.9

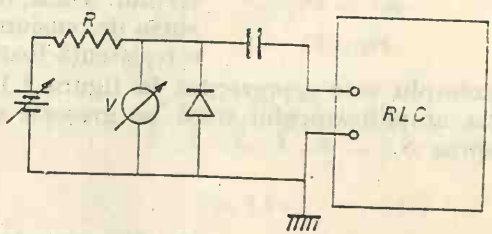


Fig. 1.10

Capacitatea C_x se măsoară cu o punte RLC; circuitul de polarizare a diodei este reprezentat în figura 1.10. (Dioada se polarizează în sens invers, astfel că se măsoară C_b. Capacitatea de 0,22 μF este o capacitate de blocare).

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

1.3. Circuite de protecție

Diodele se utilizează pentru protecție la supracurent sau supratensiune. Să considerăm un microampermetru care susține curentul maxim $I_a = 100\ \mu A$ și are rezistența internă $R_g = 5k\Omega$. Tensiunea pe instrument corespunzătoare curentului maxim este $I_a \cdot R_g = 0{,}5$ V. Această tensiune este mai mică decît tensiunea de deschidere a unei diode cu siliciu care este de 0,6 V. Dacă în paralel cu instrumentul se conectează o diodă din siliciu, aceasta limitează căderea de tensiune pe instrument la o valoare în jur de 0,6 V astfel că prin acesta nu va trece un curent mai mare de

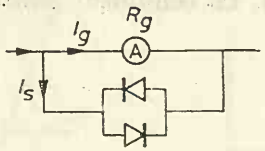


Fig. 1.11

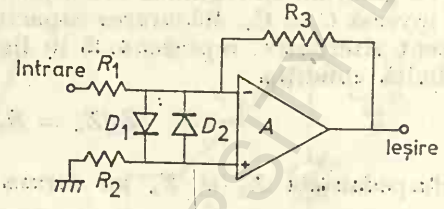


Fig. 1.12

0,6 V/5 kΩ = 120 μA; atunci cînd prin circuit circulă un curent mai mare, surplusul de curent trece prin diodă. Un exemplu de protecție a unui instrument la supracurent este reprezentat în figura 1.11. O diodă asigură protecția pentru un sens al curentului prin circuit iar cealaltă diodă asigură protecția pentru sensul invers. În figura 1.12 este reprezentat un exemplu de protecție la supratensiune a unui circuit operațional integrat cu ajutorul diodelor din siliciu D_1 și D_2. Tensiunea de la intrarea amplificatorului nu poate depăși valoarea de aproximativ 0,6 V, care este tensiunea de deschidere a diodelor din siliciu. Cu ajutorul diodelor se poate realiza, de asemenea, protecția la polaritate. Foarte multe dispozitive se distrug dacă sînt polarizate greșit de la sursa de tensiune. Pentru a evita aceasta se conectează în serie cu dispozitivul o diodă astfel încît sensul de polarizare directă a diodei să coincidă cu sensul polarizării dorite a dispozitivului. Dacă, din întîmplare, s-a conectat invers sursa de tensiune, dioda este invers polarizată și are o rezistență foarte mare, protejînd dispozitivul. Un exemplu este reprezentat în figura 1.13, unde dioda D asigură protecția amplificatorului dacă se greșește cumva polarizarea acestuia de la sursa S.

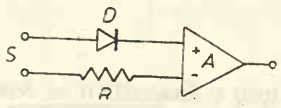


Fig. 1.13

1.4. Circuite de redresare

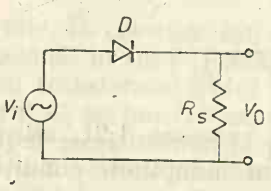
Deoarece o diodă lasă să treacă un curent mare prin circuit atunci cînd este polarizată direct, iar la polarizare inversă curentul care trece este neglijabil, se poate utiliza ca redresor de tensiune alternativă. În figura 1.14 este reprezentat un circuit pentru redresarea unei singure alternanțe. În figura 1.15 este reprezentat un redresor care redresează ambele alter-

nanțe, care este constituit din două diode și un transformator cu priză mediană. Un redresor, de asemenea, dublă-alternanță este reprezentat în figura 1.16. El conține patru diode conectate în punte și nu are nevoie de transformator cu priză mediană. Referindu-ne la circuitul de redresare monoalternanță din figura 1.14, un ampermetru de curent continuu conectat în serie cu rezistența R_s de sarcină va indica un curent continuu I_c care este legat de curentul maxim I_m prin relația

$$I_c = (1/2\,\pi)\int_0^{\pi} I_m \sin\theta \mathrm{d}\theta = I_m/\pi = 0{,}318\,I_m, \quad \theta = \omega t$$

și prin urmare tensiunea continuă pe rezistența de sarcină are valoarea

$$E_c = I_c R_s = E_m/\pi = 0{,}318\,E_m.$$



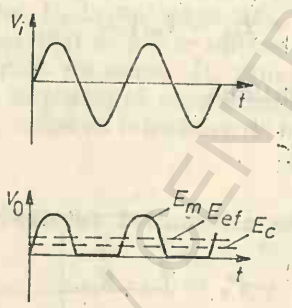


Fig. 1.14

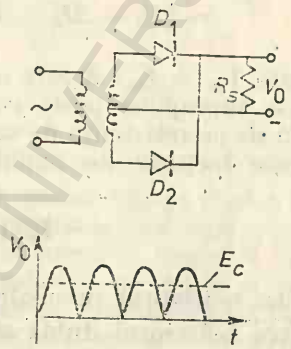


Fig. 1.15

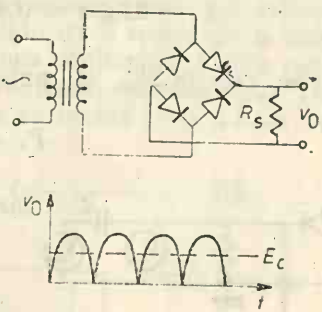


Fig. 1.16

Valoarea eficace a curentului total care curge prin rezistența de sarcină este $I_{ef} = I_m/2$ și deci și tensiunea eficace $E_{ef} = E_m/2$. Valoarea eficace este valoarea dată de rădăcina medie pătratică. Valoarea eficace a componentei alternative, I_{ac}, este legată de valoarea eficace a curentului total și de valoarea curentului continuu prin relația

$$I_{ac} = \sqrt{I_{ef}^2 - I_c^2}.$$

BCU CLUJ / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Pentru a deduce relația, de mai sus, se are în vedere că componenta alternativă i_{ac} a curentului i, care are și o componentă continuă I_c, este dată de

$$i_{ac} = i - I_c.$$

Valoarea eficace a lui i_{ac} este dată de expresia

$$I_{ac} = \left[(1/2\pi)\int_0^{2\pi} i_{ac}^2 \mathrm{d}\theta\right]^{1/2} = \left[(1/2\pi)\int_0^{2\pi} (i - I_c)^2 \mathrm{d}\theta\right]^{1/2} =$$

$$= \left[(1/2\pi)\int_0^{2\pi} (i^2 - 2iI_c + I_c^2)\,\mathrm{d}\theta\right]^{1/2} =$$

$$= [I_{ef}^2 - 2I_c^2 + I_c^2]^{1/2} = [I_{ef}^2 - I_c^2]^{1/2}.$$

Componenta $V_{ac} = I_{ac} \cdot R$ este o tensiune nedorită în procesul de redresare. Ea se suprapune peste componenta continuă. Componenta eficace alternativă de pe rezistența de sarcină se numește tensiune de ondulație. Se definește factorul de ondulație

$$r = I_{ac}/I_c = \sqrt{(I_{ef}/I_c)^2 - 1}, \qquad (1.12)$$

care pentru redresorul monoalternanță are valoarea 1,21, adică 121%.

Pentru redresorul dublă alternanță sînt îndeplinite condițiile:

$$I_c = 2I_m/\pi = 0{,}636\, I_m\,, \qquad I_{ef} = I_m/\sqrt{2},$$

obținîndu-se $r = 48{,}2\%$ și puterea continuă

$$P_c = I_c \cdot E_c, \qquad (1.13)$$

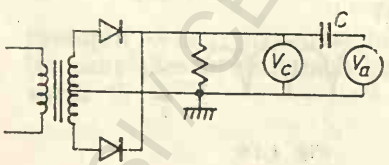


Fig. 1.17

iar puterea alternativă totală

$$P_a = I_{ef} \cdot E_{ef}. \qquad (1.14)$$

Eficiența

$$\eta = P_c/P_a$$

are valoarea $(4/\pi^2) = 0{,}406$ pentru redresorul monoalternanță și valoarea $(8/\pi^2) = 0{,}812$ pentru redresorul dublă alternanță. În figura 1.17 este reprezentat circuitul pentru măsurarea factorului de ondulație, r. Voltmetrul de curent continuu măsoară tensiunea continuă, r, iar voltmetrul de curent alternativ măsoară tensiunea de ondulație.

BCU IAȘI CENTRALĂ UNIVERSITY LIBRARY

În figura 1.18 sînt reprezentate două circuite dubler de tensiune. La ieșire se obține o tensiune continuă egală cu aproximativ de două ori valoarea maximă a tensiunii de la intrare. În timpul semialternanței pozitive a tensiunii de la intrare, cînd partea de sus a secundarului transformatorului este pozitivă, capacitorul C_1 se încarcă la valoarea E_m prin intermediul diodei D_1 (fig. 1.18 *a*). În timpul semialternanței negative, capacitorul C_2 se încarcă la tensiunea E_m prin intermediul diodei D_2. Tensiunile de pe cele două capacități legate în serie se adună și tensiunea pe rezistența de sarcină este $2E_m$, cu condiția ca curentul prin rezistența de sar-

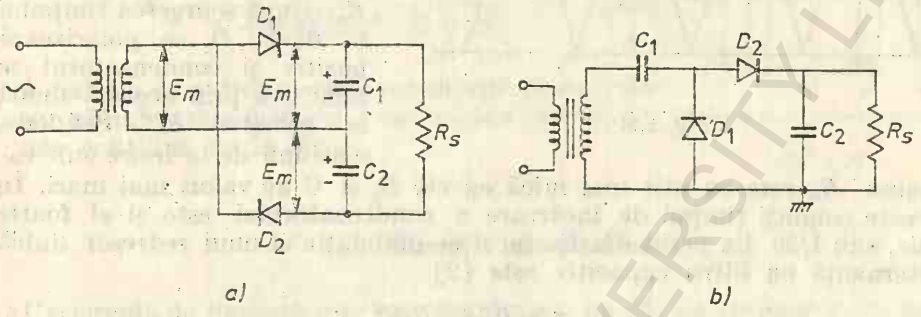


Fig. 1.18

cină să fie mic. În circuitul din figura 1.18 *b*, numit circuit dubler de tensiune în cascadă, în timpul semialternanței pozitive, cînd partea de sus a secundarului transformatorului este încărcată negativ, dioda D_1 conduce și capacitorul C_1 se încarcă cu polaritatea indicată pe figură la valoarea E_m. În timpul semialternanței pozitive dioda D_1 este polarizată invers și acționează ca un circuit deschis. Tensiunea de pe C_1 și cea de pe secundarul transformatorului se adună astfel că capacitatea C_2 se încarcă prin intermediul diodei D_2 la valoarea $2E_m$. Dacă se adaugă cascade succesive de diode și capacități se poate obține o multiplicare a tensiunii de intrare cu un factor oricît de mare. În plus, tensiunea multiplicată este redresată. O problemă importantă care intervine în redresori este netezirea tensiunii de la ieșire, astfel ca tensiunea de ondulație să devină cît mai mică. Aceasta

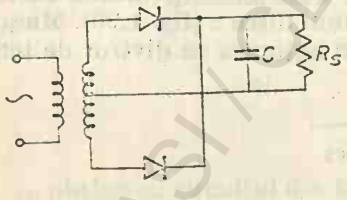


Fig. 1.19

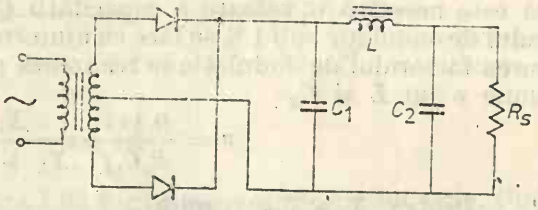


Fig. 1.20

se realizează prin folosirea filtrelor capacitive, capacitive-inductive și capacitive-rezistive. Cînd se utilizează un filtru capacitiv, circuitul din figura 1.15 se modifică și arată ca în figura 1.19 iar atunci cînd se utilizează un filtru în π acesta arată ca în figura 1.20. Forma tensiunii de ieșire, netezită, arată așa cum se reprezintă în figura 1.21. În timpul t_c, dioda D_1

este polarizată pozitiv și capacitorul se încarcă, prin intermediul acestei diode, la tensiunea maximă E_m. Cînd tensiunea pe secundarul transformatorului scade sub valoarea E_m, după un sfert de perioadă a tensiunii de la intrare, dioda D_1 devine polarizată invers și nu mai conduce. Dacă nu ar fi conectată rezistența de sarcină R_s, tensiunea la ieșire ar rămîne la valoarea E_m. Atunci cînd este conectată R_s condensatorul se descarcă prin această rezistență în timpul t_d și tensiunea pe el scade sub valoarea E_m. După scurgerea timpului t_c, dioda D_2 se polarizează pozitiv și condensatorul se reîncarcă prin această diodă la valoarea E_m. Scăderea tensiunii de la ieșire sub valoarea E_m este cu atît mai mică cu cît R_s și C au valori mai mari. În aceste condiții timpul de încărcare a condensatorului este și el foarte mic, sub 1/36 din perioadă. Factorul de ondulație al unui redresor dublă alternanță cu filtru capacitiv este [2]

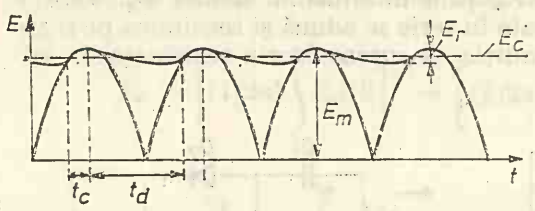


Fig. 1.21

$$r = 0{,}144/R_sCf. \tag{1.15}$$

Din expresia (1.15) se poate găsi valoarea minimă a lui C pentru ca pentru R_s și f date, factorul de ondulație să nu depășească o anumită valoare. Există, următoarea relație între E_c, E_m și E_r (tensiunea de ondulație)

$$E_c = E_m - E_r/2. \tag{1.16}$$

Avînd în vedere că factorul de ondulație (1.12) se poate defini și ca F_r/F_c, din relațiile de mai sus se obține

$$\frac{E_c}{E_m} = \frac{1}{1 + 1/4R_sCf}. \tag{1.17}$$

Pentru un factor de ondulație de 1%, $f = 50$ Hz, $R = 200\ \Omega$, rezultă că este necesară o valoare a capacității $C = 1440\ \mu$F. Micșorarea factorului de ondulație sub 1% se face cu ajutorul unui filtru π (fig. 1.20). Micșorarea factorului de ondulație se realizează prin acțiunea ca divizor de tensiune a lui L și C_2

$$r = \frac{0{,}144}{R_sC_1f} \cdot \frac{X_{c2}}{X_L + X_{C2}}.$$

Pentru $X_L \gg X_{C2}$ rezultă

$$r = 9{,}1 \cdot 10^{-4}/R_sC_1C_2Lf^3. \tag{1.18}$$

Pentru $R_r = 1\text{k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 50\ \mu$F, $L = 5$H se obține $r = 0{,}05$ %. În redresorul cu filtru π tensiunea continuă obținută este dată de relația

$$E_c = \frac{E_m}{1 + 1/4R_sC_1f} \cdot \frac{R_s}{R_s + R_i}, \tag{1.19}$$

unde R_i este rezistența inductorului. Un dezavantaj al redresorului cu filtru în π este bobina care este voluminoasă și costisitoare. Acest dezavantaj se elimină prin folosirea unui filtru $\pi - R$ în care inductorul se înlocuiește cu un rezistor (fig. 1.22), R. În acest caz factorul de ondulație este dat de expresia

$$r = 0{,}0114/R_s R\, C_1 C_2 f^2, \tag{1.20}$$

iar tensiunea continuă de relația

$$E_c = \frac{E_m}{1 + 1/4C_1R_sf} \cdot \frac{R_s}{R + R_s}. \tag{1.21}$$

A cest tip de redresor are dezavantajul că dacă dorim să micșorăm factorul r se micșorează tensiunea continuă de la ieșire.

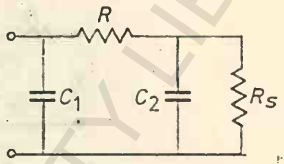


Fig. 1.22

1.5. Circuite de limitare

Un circuit de limitare este compus dintr-o diodă, un rezistor și, în unele cazuri, o sursă de tensiune. Undele de tensiune pot fi limitate la diverse nivele depinzînd de conexiunea diodei în circuit, de polarizarea ei și de tensiunea de polarizare. Dioda din siliciu se comportă ca un circuit deschis la polarizare inversă și pînă la 0,6 V la polarizare directă. În circuitul din figura 1.23 *a* este limitată semialternanța pozitivă, cînd punctul *A* este pozitiv în raport cu pămîntul. Limitarea se face pînă la 0,6 V, care reprezintă tensiunea de deschidere a diodei din siliciu. Dacă tensiunea de deschidere a diodei este zero, atunci este tăiată întreaga semialternanță pozitivă. Circuitul din figura 1.23*a* se numește circuit paralel. Același rezultat

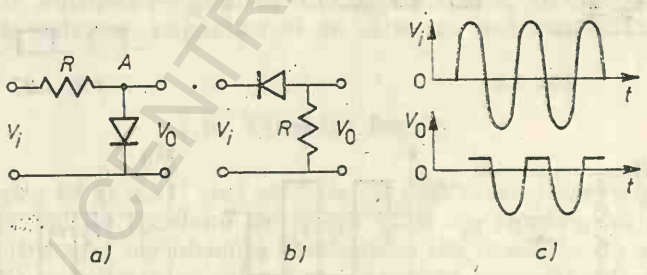


Fig. 1.23

se obține cu circuitul din figura 1.23 *b*, care se numește circuit serie. Undele de intrare și de ieșire arată ca în figura 1.23 *c*. În figura 1.24 *a* se introduce în circuit o baterie de 4,5 V care polarizează invers dioda, astfel că semialternanța pozitivă este limitată la 4,5 + 0,6 = 5,1 V. Același rezultat se obține cu circuitul serie din figura 1.24. Forma undelor de ieșire este reprezentată în figura 1.24 *c*. În figura 1.25 *a* este reprezentat circuitul de limitare cu o baterie de 4,5 V care polarizează direct dioda. În această situație este tăiată semialternanța negativă pe domeniul −3,9 V. În figura

BIBLIOTECA CENTRALĂ UNIVERSITARĂ / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

1.25 *b* este reprezentat circuitul serie cu care se obține același rezultat. Forma undelor de ieșire este reprezentată în figura 1.25 *c*. Conectarea inversă a diodelor și schimbarea polarităților bateriilor din circuitele de mai sus conduce la limitarea celorlalte semialternanțe. Circuitul din figura 1.26, cu două diode, limitează ambele alternanțe și transformă undele sinusoidale în unde rectangulare. Cu ajutorul unui circuit de limitare undele din figura 1.27 *a* își pot recăpăta forma (fig. 1.27 *b*). Un circuit compus dintr-o diodă, un rezistor și un capacitor (fig. 1.28 *a*) se utilizează

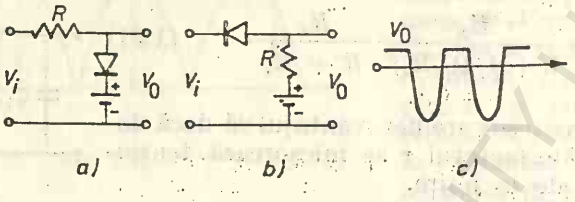


Fig. 1.24

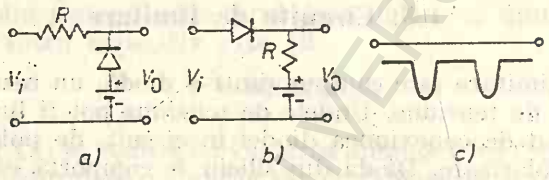


Fig. 1.25

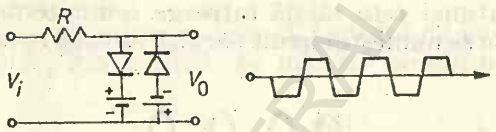


Fig. 1.26

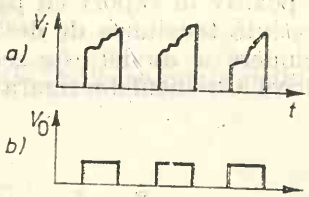


Fig. 1.27

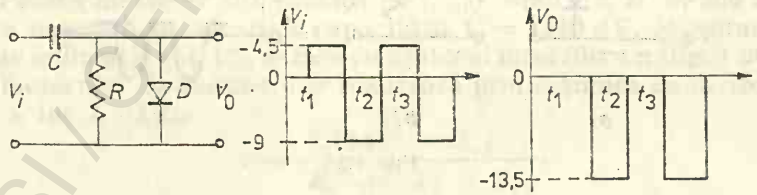


Fig. 1.28

pentru a deplasa o undă pe axa tensiunilor. De exemplu, undele din figura 1.28 *b* sînt deplasate în jos, astfel că partea lor superioară (+4,5 V) coincide cu nivelul zero (mai precis cu tensiunea de deschidere a diodei, pe care în acest caz am considerat-o neglijabil de mică) sau cu nivelul tensiunii de polarizare dacă există o sursă de tensiune în circuit. Undele de ieșire arată ca în figura 1.28 *c*. Constanta de timp *RC* a circuitului se

alege de o asemenea valoare încît să fie cel puţin de cinci ori mai mare decît perioada undelor de la intrare, adică $RC > 5/f$. Cînd $v_i = +4{,}5$ V capacitorul C se încarcă la această valoare prin intermediul diodei D. Între t_1 şi t_2 circuitul echivalent al sistemului din figura 1.28 *a* arată ca în figura 1.29 *a*. La ieşire, $v_0 = 0$. Între t_2 şi t_3 undele de intrare au amplitudine negativă de -9 V şi pe diodă cade tensiunea $-13{,}5$ V, datorită acţiunii în serie a capacitorului şi sursei de intrare. Se obţine, astfel la ieşire $v_0 = -13{,}5$ V, deoarece dioda acţionează ca un circuit deschis, aşa cum este

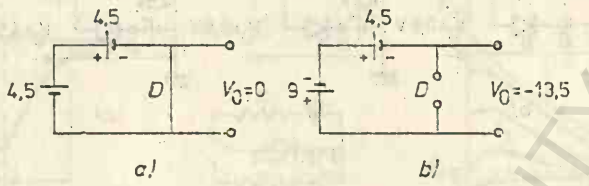


Fig. 1.29

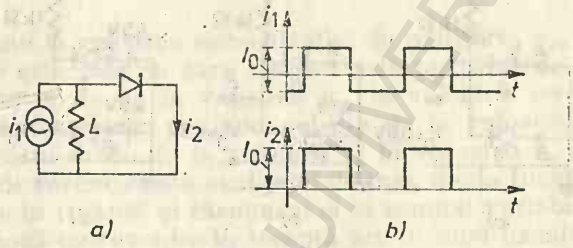


Fig. 1.30

reprezentat pe circuitul echivalent din figura 1.29 *b*. O deplasare a curentului se poate obţine cu circuitul din figura 1.30 *a*, în care energia este stocată nu de către un capacitor ci de către un inductor [3].

1.6. Circuite logice

Circuitele logice SI şi SAU sînt circuite cu mai multe intrări şi o singură ieşire. Un semnal de tensiune de cîţiva volţi la intrări sau la ieşire se notează cu cifra unu iar absenţa semnalului (în realitate un semnal mai mic decît 1 V) se notează cu cifra zero. Circuitul logic SI este reprezentat în figura 1.31. În figura 1.31 *a* intrările A şi B sînt la nivelul logic 0 (diodele sînt polarizate direct) astfel că la ieşire (C) se obţine 0. În figura 1.31 *b* intrarea A este la nivelul logic 0, intrarea B este la nivelul logic 1 (această diodă este polarizată invers) şi la ieşire se obţine nivelul logic 0. În figura 1.31 *c* ambele intrări sînt la nivelul logic 1 şi la ieşire se obţine, de asemenea, nivelul logic 1, ceea ce caracterizează de fapt circuitul logic SI. În figura 1.32 este reprezentat circuitul logic SAU. Cînd ambele intrări sînt la nivelul logic 0 (diodele sînt polarizate direct) se obţine la ieşire nivelul logic 0, aşa cum se reprezintă în figura 1.32 *a*. În figura 1.32 *b* intrarea A este la nivelul logic 0 iar intrarea B este la nivelul logic 1 şi la

ieșire se obține nivelul logic 1. În figura 1.32 *c*, ambele intrări sînt la nivelul logic 1 și se obține la ieșire nivelul logic 1. Cititorul găsește detalii asupra acestor probleme în capitolul Circuite digitale.

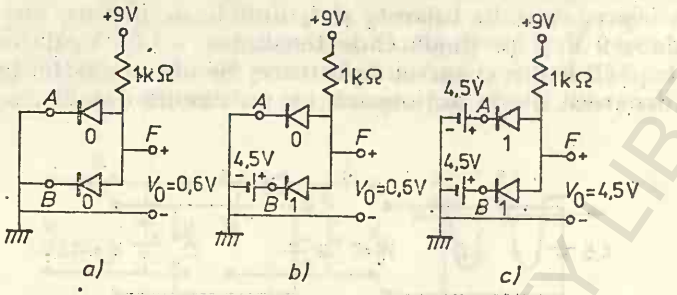


Fig. 1.31

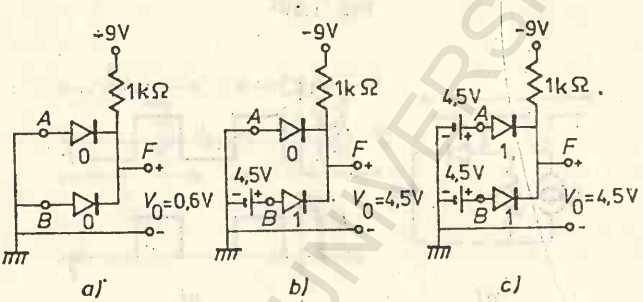


Fig. 1.32

1.7. Diode cu revenire în treaptă

Dioda cu revenire în treaptă servește drept comutator ultrarapid avînd un timp de comutare de ordinul zecimilor de nanosecunde, la fel ca dioda tunel sau dioda Gunn. În figura 1.33 este reprezentat răspunsul unei diode cu revenire în treaptă la un semnal sinusoidal aplicat la intrare. La polarizare directă dioda prezintă rezistență mică (în jur de 1 Ω) și în regiunile neutre se acumulează sarcină spațială. La polarizare inversă curge un curent invers pînă cînd sarcina spațială este îndepărtată [1] (aceasta este faza de stocare) și apoi curentul scade brusc la valoarea zero (de fapt la valoarea curentului invers de saturație), independent de variația tensiunii de la intrare (aceasta este faza de revenire). Rezistența diodei devine mai mare de cîțiva MΩ. Timpul de revenire în asemenea diode este foarte mic, de ordinul 250—300 ps. Condițiile fizice pentru ca acest timp de revenire să fie foarte mic sînt capacitate mică a joncțiunii $p—n$ (care se obține în mod obișnuit în dioda $p—i—n$) și un astfel de profil al dopajului încît să existe un cîmp retardat în regiunea de stocare. Pentru înțelegerea feno-

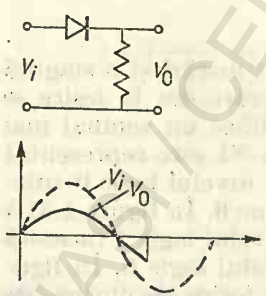


Fig. 1.33

menului în figura 1.34 *a* sînt reprezentați timpii de stocare, t_s, și de revenire, t_r, pentru o diodă care comută din starea de polarizare directă în starea de polarizare inversă. În timpul fazei de stocare curentul prin circuit este $I_i = V_i/R_i$, unde V_i este tensiunea sursei din circuit și R_i este rezistența serie, deoarece dioda încă prezintă o rezistență neglijabilă. Faza de stocare este faza în care concentrația purtătorilor injectați în regiunea neutră (fie aceasta concentrația golurilor, p_n, injectate în regiunea n) scade la

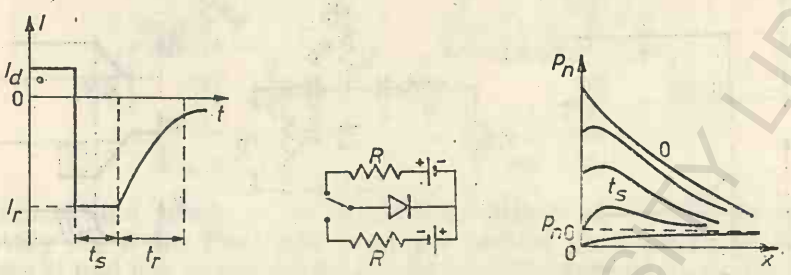


Fig. 1.34

marginea joncțiunii la valoarea concentrației de echilibru, p_{n0} (fig. 1.34 *b*). Faza de revenire este faza în care concentrația purtătorilor la marginea stratului de baraj scade de la valoarea p_{n0} la valoarea zero. În timpul fazei de revenire tensiunea pe diodă crește de la valoarea zero la valoarea V_i și curentul scade de la valoarea I_i la valoarea I_s de saturație. Cînd acest timp de revenire este neglijabil de mic, dioda funcționează ca o diodă cu revenire în treaptă și răspunsul ei la semnal variabil arată ca în figura 1.33. O diodă cu revenire în treaptă are în mod uzual următoarele valori ale parametrilor caracteristici: tensiunea de polarizare directă 0,9 V (la $I_d = 100$ mA), curentul maxim la polarizare directă, 300 mA, curentul invers, 50 nA (la $V_i = 50$ V), tensiunea de străpungere la polarizare inversă, 70 V (la $I_i = 10\mu A$), capacitatea $C = 3 \div 5$ pF (la $V_i = 10$ V), timpul de viață a purtătorilor minoritari $\tau = 80 \div 300$ ns, timpul maxim de revenire, $250 \div 300$ ps, timpul de trecere din starea de polarizare inversă în starea de conducție directă, $2 \div 5$ ns (la $I_d = 20 \div 90$ mA). Timpul de tranzit din starea de polarizare inversă în starea de conducție directă este definit în figura 1.35. Cînd comutatorul este trecut în poziția de polarizare directă a diodei, aceasta prezintă un anumit timp o rezistență mare, pînă cînd sarcina injectată atinge valoarea staționară. În acest timp căderea de tensiune pe diodă este mai mare decît valoarea staționară, V_d, la conducție directă. Timpul t_d după care tensiunea pe diodă scade la valoarea 110% din V_d se numește timp de tranziție a diodei în starea de conducție directă. Avantajul diodei cu revenire în treaptă față de dioda tunel (care are viteză mai mare de comutare) este că are o valoare mai mare a produsului viteză de comutare × amplitudine. Dioda cu revenire în treaptă se utilizează pentru generarea de armonice, formare de pulsuri (generarea de pulsuri cu rată mare de repetiție). Circuitul de formare a pulsurilor cu timp de creștere cît mai mic este reprezentat în figura 1.36 *a*. Sarcina stocată în diodă este controlată de către curentul direct care trece prin diodă, de la sursa V_b care funcționează ca sursă de curent constant prin alegerea unei valori destul de mari a rezistenței R_b. Dioda este separată de circuitele de intrare și de ieșire cu ajutorul capacităților C de valori

mari. Dioda se află în stare de conducție directă fiind alimentată de la sursa de tensiune V_b; circuitul este acordat pe rezistența de 50 Ω astfel că R_s are această valoare. Prin aplicarea unei tensiuni de intrare, v_i, dioda trece în starea de polarizare inversă (fig. 1.36 *b*). Timpul, t_c, de creștere a tensiunii de ieșire, v_0, depinde de timpul, t_i, de tranziție intrinsec și de timpul, t_0, de încărcare a capacității, C_d, a diodei prin intermediul rezis-

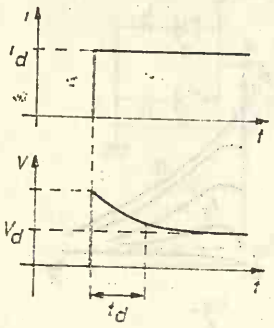


Fig. 1.35

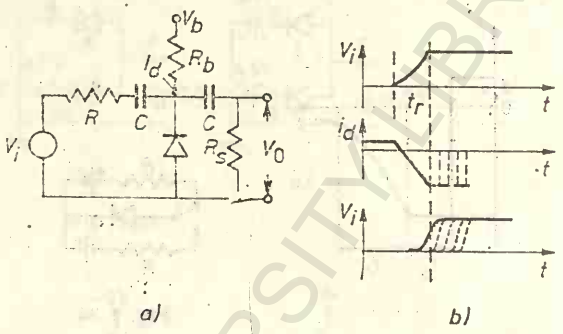


Fig. 1.36

tențelor R și R_s conectate în paralele ($R = R_s = 50\ \Omega$). Se poate presupune că timpul, t_c, de creștere este dat de o relație de forma [3]

$$t_c = [t_i^2 + t_0^2]^{1/2}.$$

Timpul, t_0, de încărcare a capacității este dat de expresia $t_0 = 2{,}2\ R_t C$, unde $1/R_t = 1/R_s + 1/R$. Avînd în vedere datele problemei considerate mai sus se obține $t_c = 400$ ps. În figura 1.36 *b* este reprezentat efectul pe care-l produce tensiunea de polarizare asupra pulsului de ieșire. Trecerea treaptă trebuie să aibă loc cel mai devreme după ce s-a stabilit valoarea curentului invers I_i. Să presupunem că trecerea treaptă are loc imediat ce s-a stabilit valoarea I_i. Sarcina stocată în acest caz este dată de porțiunea haşurată din figura 1.36 *b* care, dacă se presupune că este de formă triunghiulară, are valoarea $I_i \cdot t_r/2$. Pentru timpul de creștere a tensiunii de intrare de 10 ns și curentul $I_i = 200$ mA se obține valoarea sarcinii stocate $Q = 1000$ pC. Dacă curentul la polarizare directă este $I_d = 10$ mA aceasta înseamnă că trebuie să existe un timp de viață efectiv al purtătorilor de sarcină de valoarea $\tau = Q/I_d = 100$ ns. Curentul treaptă dat de tensiunea de intrare trebuie să aibă valoarea $I_d + I_r = 210$ mA. Avînd în vedere că se poate scrie

$$Q = I_d \tau\ [1 - \exp(-t_d/\tau)],$$

rezultă

$$t_d = \tau \ln [1 - Q/I_d \tau].$$

Dacă se presupune că $Q = 0{,}9\ I_d \tau$ se obține $t_d = 2{,}3\ \tau = 230$ ns. Această este de fapt timpul de repetiție a pulsurilor care se obțin și deci rata lor de repetiție este 4,35 MHz. Alte circuite formatoare de pulsuri sînt reprezentate în figurile 1.37 și 1.38. În aceste circuite se elimină capaci-

tățile de cuplaj care se utilizează în circuitul din figura 1.36. Circuitul din figura 1.37 este cu cuplaj direct. Dezavantajul acestui tip de cuplaj este că există un consum de curent de la sursa V_b și prin rezistențele de sarcină. În circuitul din figura 1.38 se folosesc trei diode Schottky, D_1, D_2, D_3. Dioda D_3 trece în starea de circuit deschis (polarizare inversă) la o tensiune de 0,9 V pe dioda cu revenire în treaptă și pentru a o separa

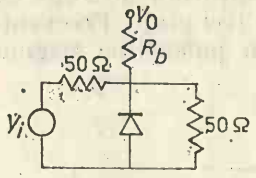


Fig. 1.37

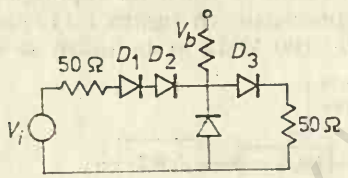


Fig. 1.38

pe aceasta din urmă și de circuitul de intrare se folosesc două diode Schottky D_1 și D_2. Pentru a se obține pulsuri de tensiune cu timp de creștere și mai mic se utilizează circuite cu mai multe diode cu revenire în treaptă conectate în paralele [4]. Un generator de pulsuri înguste construit cu diode cu revenire în treaptă este reprezentat în figura 1.39. Circuitul utilizează o linie de întîrziere în scurtcircuit (SR). O linie de întîrziere diferențiază un semnal aplicat pe ea. Linia fiind cu ieșirea în scurt-

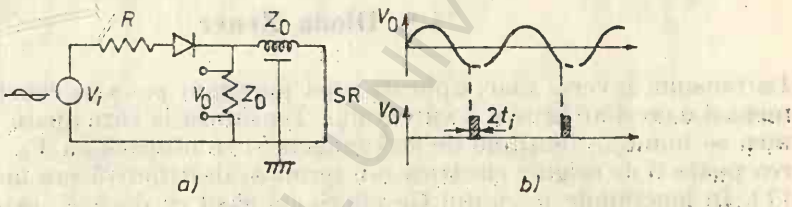
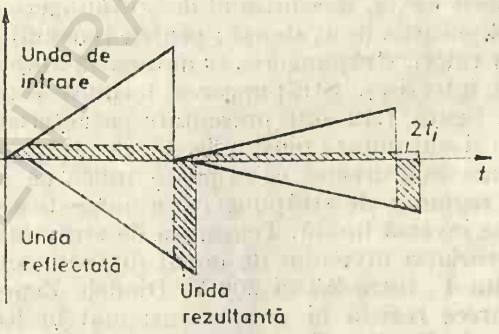


Fig. 1.39

Fig. 1.40



circuit, aceasta din urmă reflectă pulsul de la intrare, care se modifică puțin și apare un puls scurt cu lărgimea egală cu de două ori timpul de întîrziere pe linie (fig. 1.39 *b*). Este posibil să se obțină o rată de repetiție de cîteva sute de MHz. Diferențierea unei unde de intrare de către o linie de întîrziere în scurtcircuit este reprezentată în figura 1.40. La ieșire apare pulsul hașurat a cărui amplitudine este proporțională cu panta undei de la intrare. În figura 1.41 este reprezentat un circuit cu care se obțin trenuri de pulsuri frecvență de repetiție variabilă, ce poate ajunge pînă la

cîțiva GHz. Frecvența impulsurilor de tact, date de un circuit master-clock (un multivibrator astabil) este f_0. Dacă circuitul conține N etaje, diversele lungimi ale cablului de la generatorul de tact la etaje, introduc întîrzierile 0, $(N-1)/Nf_0$, $(N-2)/Nf_0$ etc. Fiecare etaj generator de pulsuri, care conține o diodă cu revenire în treaptă (DRT), poate introduce o întîrziere care, depinzînd de tensiunea de polarizare a diodei, este de cîteva nanosecunde. Rata de repetiție a pulsurilor de ieșire este Nf_0 [5]. Circuitul reprezentat în figura 1.41 conține trei etaje. Frecvența pulsurilor de tact este 100 MHz și la ieșire se obțin pulsuri cu lărgimea de 2 ns.

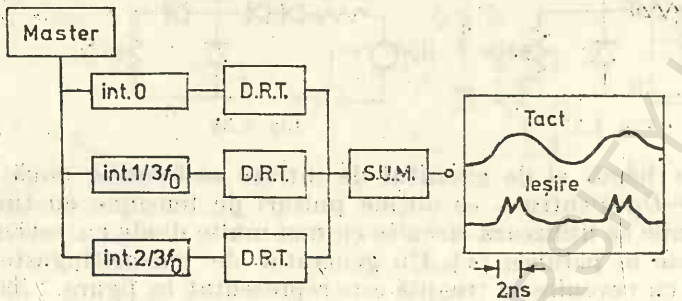


Fig. 1.41

1.8. Dioda Zener

La tensiuni inverse mari aplicate unei joncțiuni $p-n$ se constată experimental o creștere bruscă a curentului. Tensiunea la care apare acest fenomen se numește tensiune de străpungere și se notează cu V_s. Străpungerea poate fi de origine electrică sau termică, destructivă sau nedestructivă [1]. În joncțiunile $p-n$ din Ge sau Si s-a găsit că dacă V_s este mai mică decît $4\,E_g/q$, mecanismul de străpungere este efectul tunel iar la tensiuni mai mari decît $6F_g/q$, mecanismul de străpungere este ionizarea prin ciocnire și multiplicarea în avalanșă ; pentru tensiuni de străpungere cuprinse între aceste valori, străpungerea se datorează ambelor efecte (E_g este lărgimea benzii interzise). Străpungerea termică este destructivă și trebuie evitată. În figura 1.42 sînt prezentate caracteristicile $I-V$ ale diodelor din Ge și Si și sînt notate tensiunile, V_s, de străpungere în cele două diode. Tensiunea maximă inversă ce se poate aplica pe o diodă fără ca aceasta să intre în regiunea de străpungere se numește tensiune inversă maximă sau tensiune inversă limită. Tensiunea de străpungere Zener se poate controla prin variația nivelului de dopaj din semiconductori. Se pot obține valori ale lui V_s între 2,4 și 200 V. Diodele Zener se fac, de obicei, din siliciu deoarece rezistă la temperaturi mai înalte și susțin curenți mai mari decît cele din Ge. Un stabilizator simplu cu diodă Zener este reprezentat în figura 1.43 *a*. Fluctuațiile tensiunii de la intrare nu apar la ieșire unde se obține o tensiune constantă egală cu tensiunea V_s, de străpungere a diodei Zener, care pentru dioda 1N3020B produsă de IPRS-Băneasa are valoarea 10 V. Dacă în paralel cu dioda se conectează o rezistență, R_s, de sarcină de pe care se culege tensiunea stabilizată (aceasta este tensiunea de străpungere a diodei Zener), valoarea minimă a acestei rezistențe pentru ca dioda să se mențină în regiunea de străpungere (adică tensiunea pe diodă să nu scadă sub valoarea V_s), avînd în vedere datele

de circuit din figura 1.43 *b* în care dioda Zener poate fi înlocuită cu o sursă de tensiune de 10 V, se găsește din relația

$$V_s = 10 \text{ V} = \frac{R_s \cdot 30 \text{ V}}{R_s + 1000}.$$

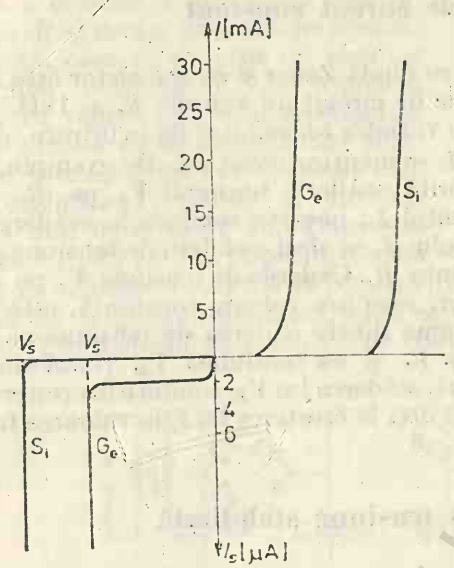


Fig. 1.42

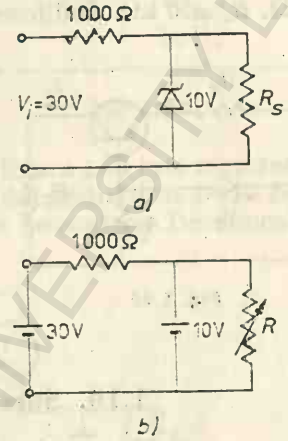
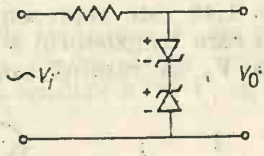


Fig. 1.43



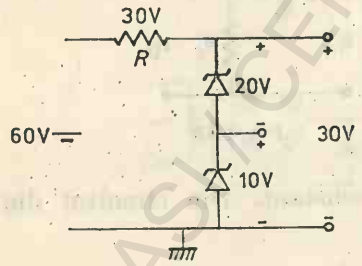


Fig. 1.44

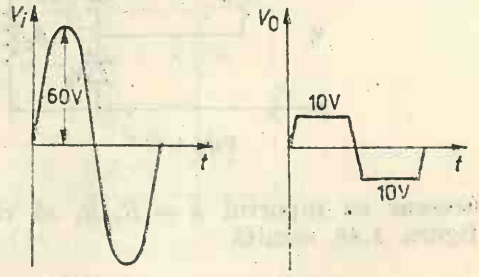


Fig. 1.45

Rezultă valoarea minimă a lui $R_s = 500\ \Omega$. În figura 1.44 este reprezentat un circuit cu două diode Zener, care dă posibilitatea să se obțină două valori de tensiune stabilizată (corespunzătoare tensiunilor de străpungere ale celor două diode) care pot diferi între ele. Aceste tensiuni se pot folosi

BIBLIOTECA CENTRALĂ UNIVERSITARY LIBRARY

ca tensiuni de referință. În figura 1.45 este reprezentat un generator de unde rectangulare cu două diode Zener conectate invers una față de alta. Tensiunea de străpungere a unei diode Zener este 10 V iar tensiunea sinusoidală de la intrare are amplitudinea de 60 V.

1.9. Sursă de curent constant

O sursă de curent constant cu diodă Zener și cu tranzistor este reprezentată în figura 1.46. Elementele de circuit au valorile $R_e = 1\text{k}\Omega$, $R_b = 5\ \text{k}\Omega$, $R_c = 5\ \text{k}\Omega$. Indiferent de variația tensiunii v_i de la intrare, curentul I_c se menține constant. De exemplu, dacă datorită scăderii tensiunii V_0 pe R_c scade curentul I_c, aceasta conduce la scăderea curentului I_e și deci a căderii de tensiune pe rezistența R_e. Căderea de tensiune V_z pe dioda Zener, care are valoare constantă, este egală cu suma dintre căderea de tensiune pe rezistența R_e și cu tensiunea V_{be} (bază-emitor). Astfel, scăderea lui V_{R_e} conduce la creșterea lui V_{be} și deci la creșterea lui I_c la valoarea fixată.

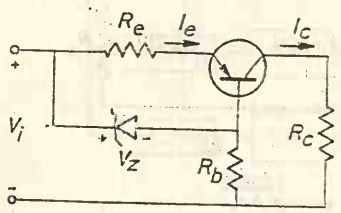


Fig. 1.46

1.10. Sursă de tensiune stabilizată

În figura 1.47 este reprezentată o sursă de tensiune stabilizată cu tranzistorul conectat în serie. Tranzistorul se comportă ca o rezistență variabilă a cărei valoare este determinată de condițiile de funcționare. În figura 1.48 este reprezentat circuitul echivalent simplificat al sistemului, în care tranzistorul s-a înlocuit cu rezistența, R_t, variabilă. Dacă dorim ca V_0 să rămînă constantă, chiar dacă variază R_c, atunci este

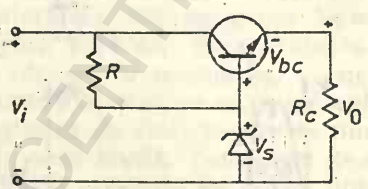


Fig. 1.47

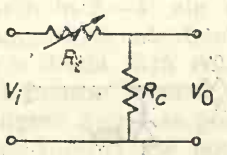


Fig. 1.48

necesar ca raportul $k = R_c/R_t$ să rămînă constant. Din circuitul din figura 1.48 rezultă

$$V_0 = \frac{R_c}{R_c + R_t} \cdot V_i = \frac{R_c/R_t}{R_c/R_t + 1} \cdot V_i = \frac{k}{k+1} \cdot V_i = \text{const.}\ V_i\,.$$

Să presupunem că, de exemplu, datorită micșorării lui R_c are loc o micșorare a lui V_0. Aplicînd legea lui Kirchoff ochiului de rețea, din figura 1.47, se obține $V_{bc} = V_s - V_0$. Deoarece V_s are valoarea constantă, o micșorare

a lui V_0 conduce la o creștere a lui V_{be}, care determină o creștere corespunzătoare a lui I_c și deci a lui V_0 la valoarea fixată.

În figura 1.49 este reprezentată o sursă de tensiune stabilizată cu tranzistorul conectat în șunt. Deoarece $V_{be} = V_0 - V_s$, o creștere a lui V_0 va conduce la o creștere a lui V_{be}, aceasta va conduce la o creștere a lui I_b și deci a lui I_c, ceea ce va conduce la o creștere a curentului prin rezistența R și deci a tensiunii pe această rezistență, ceea ce va avea ca rezultat micșorarea tensiunii V_0 la valoarea fixată. În figura 1.50 este reprezentat un stabilizator de tensiune în care tranzistorul este conectat ca repetor pe emitor. Tensiunea V_i trebuie să fie totdeauna mai mare decît V_s. Tensiunea de ieșire $V_0 = V_s - V_{be}$. Capacitățile din circuit au valorile : C_i=1200 μF, C_0=10 μF. În figura 1.51 este reprezentată o sursă de tensiune stabilizată, care conține doi tranzistori avînd fiecare β=100. Tranzistorul T_2 joacă rol de tranzistor de control. Tensiunea emi-

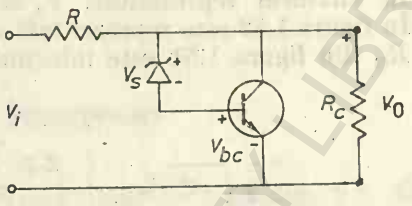


Fig. 1.49

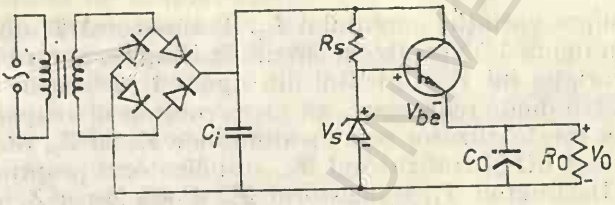


Fig. 1.50

tor-bază, V_{eb2}, a acestui tranzistor depinde de tensiunea V_1 de pe rezistența R_1 și de tensiunea V_s de străpungere a diodei Zener prin relația $V_{eb2} = V_1 - V_s$. O scădere a lui V_0 implică o scădere a lui V_1 și, prin ur-

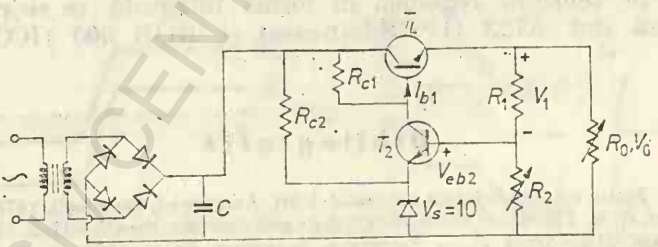


Fig. 1.51

mare, o scădere a lui V_{eb2}. Această diferență care apare este amplificată de către tranzistorul de control T_2. Micșorarea lui V_{eb2} conduce la micșorarea lui I_{b2} și I_{c2}. Dacă se presupune că variația curentului prin rezistența R_{c1} este neglijabilă atunci, ca urmare a celor de mai înainte, rezultă o creștere a lui I_{b1}. Aceasta conduce la o creștere a conductivității tranzistorului T_1, ceea ce determină o creștere a lui V_0 la valoarea fi-

BCU IASI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

xată. Elementele de circuit din figura 1.51 au următoarele valori: $R_1 = 1\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 2\ \text{k}\Omega$, $R_{c1} = 1\ \text{k}\Omega$, $R_{c2} = 5\ \text{k}\Omega$, $V_s = 10\ \text{V}$. Tensiunea V_0 culeasă pe rezistența de sarcină R_s are valoarea

$$V_0 = V_s(1 + R_1/R_2).$$

În circuitul reprezentat, $V_e = 10\ \text{V}$, $R_1/R_2 = 1/2$, rezultă $V_0 = 15\ \text{V}$. În figura 1.52 este reprezentată o sursă de tensiune stabilizată. Rezistența R_{c1} din figura 1.51 este înlocuită cu o sursă de curent, pentru ca să nu

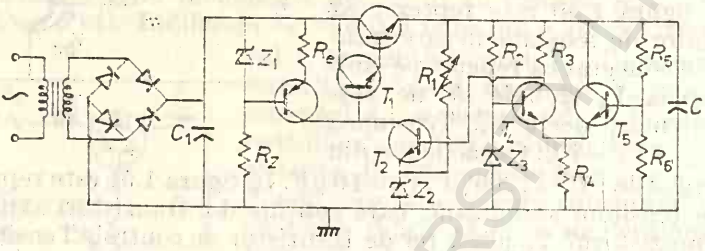


Fig. 1.52

influențeze asupra variației curentului I_{b1}. Tranzistorul T_1 din figura 1.51 este înlocuit în figura 1.52 printr-un circuit Darlington pentru mărirea sensibilității la variația lui V_0. Circuitul din figura 1.52 conține un redresor, compus din patru diode redresoare, un filtru compus din capacitatea $C_1 = 1000\ \mu\text{F}$, un prestabilizator compus din dioda Zener Z_1, rezistorii $R_z = 3{,}3\ \text{k}\Omega$, $R_e = 1\ \text{k}\Omega$ și tranzistorul T_3, stabilizatorul propriu-zis compus din montajul Darlington T_1, tranzistorul T_2, dioda Zener Z_2 și rezistența $R_1 = 12\ \text{k}\Omega$, amplificatorul diferențial compus din tranzistorii T_4 și T_5, dioda Zener Z_3, rezistențele $R_2 = 4\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 2\ \text{k}\Omega$, $R_4 = 1\ \text{k}\Omega$, $R_5 = 6\ \text{k}\Omega$, $R_6 = 2\ \text{k}\Omega$; filtrul final compus din capacitatea $C_2 = 10\ \mu\text{F}$. Tensiunea stabilizată V_0 culeasă la ieșire se poate modifica cu ajutorul rezistorului R_1. Amplificatorul diferențial a fost introdus, ca și montajul Darlington, pentru a mări sensibilitatea stabilizatorului la variațiile lui V_0. Surse de tensiune reglabilă în formă integrată ce se realizează în țara noastră sînt A723 (IPRS-Băneasa) și ROB 305 (ICCE-Băneasa)

Bibliografie

1. V. Dolocan, *Fizica dispozitivelor cu corp solid*, Edit. Academiei, București, 1978.
2. J. R. Ryder, C. M. Thomson, *Electronic Circuits and Systems*, Prentice-Hall, 1976.
3. J. A. Cockin, *High-Speed Pulse Technique*, Pergamon Press, 1975.
4. K. D. Hu, Electronics, **3**, 68 (1963).
5. J. A. Cockin, R. J. F. Dow, Proc. IEEE Letters, **1**, 385 (1974)

DIODA TUNEL

2.1. Principiul de funcționare

Caracteristica $I-V$ a diodei tunel este reprezentată în figura 2.1. La polarizare directă dioda prezintă rezistență diferențială negativă iar la polarizare inversă curentul crește exponențial cu tensiunea aplicată. Dioda tunel este o joncțiune $p-n$ cu regiunile p și n puternic dopate (semiconductorul este degenerat) astfel că lărgimea stratului de baraj este suficient de subțire, aproximativ 100 Å, cîmpul intern este suficient de mare, aproximativ 10^6V/cm, și probabilitatea de tunelare a electronilor prin bariera de potențial este mare. În dioda tunel curentul este transportat prin efect tunel. Diagrama de benzi de energie la echilibru (fără tensiune aplicată din exterior) a diodei tunel este reprezentată în figura 2.2. În figura 2.3 sînt reprezentate diagramele de benzi de

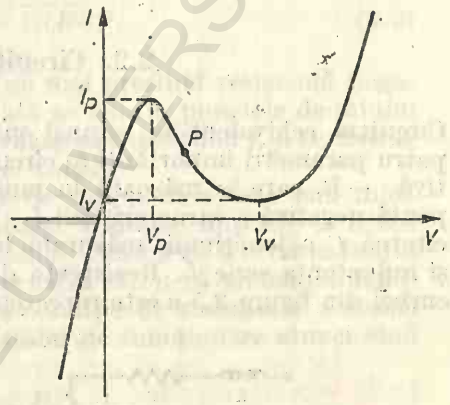


Fig. 2.1

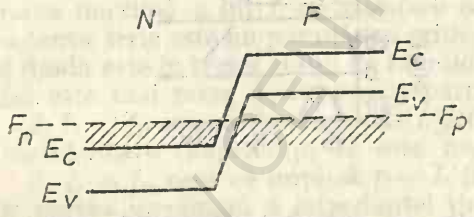


Fig. 2.2

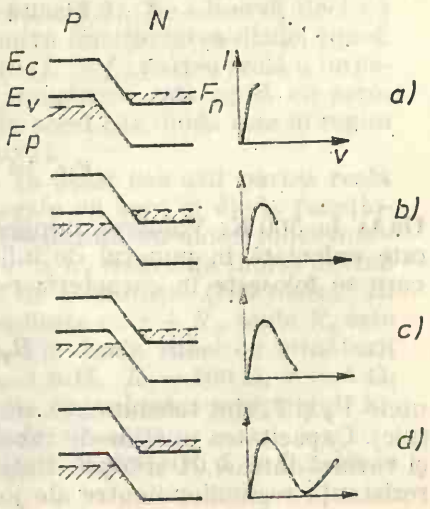


Fig. 2.3

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

energie ale diodei la diverse tensiuni de polarizare directă. Electronii tunelează din stările ocupate din banda de conducţie a regiunii n în stările libere din banda de valenţă a regiunii p. Curentul atinge un maxim cînd se află faţă în faţă un număr maxim de stări ocupate şi, respectiv, libere (fig. 2.3*a*) şi scade la valoarea zero la tensiuni la care de o parte şi de alta a joncţiunii nu se mai găsesc stări libere şi ocupate de aceeaşi energie (fig. 2.3 *c*). Cu creşterea mai departe a tensiunii apare curentul obişnuit de injecţie peste barieră (fig. 2.3 *d*). Teoria efectului tunel şi relaţiile curent-tensiune în dioda tunel sînt prezentate în [1]. În figura 2.1, I_p este curentul maxim (de pic), V_p este tensiunea de pic, I_v este curentul de vale şi V_v este tensiunea de vale. Cînd funcţionează ca amplificator sau oscilator dioda este polarizată astfel încît punctul P de funcţionare se găseşte aproximativ la jumătatea regiunii de rezistenţă negativă (fig. 2.1). Caracteristica $I-V$ a diodei tunel este relativ independentă de temperatură şi stabilitatea punctului de funcţionare este afectată de dependenţa de temperatură a celorlalte elemente de circuit.

2.2. Circuitul echivalent

Circuitul echivalent la semnal mic este reprezentat în figura 2.4. Cei patru parametri importanţi ai circuitului echivalent sînt : rezistenţa negativă, $-R$, care se măsoară în punctul de inflexiune de pe porţiunea cu pantă negativă a caracteristicii $I-V$ şi are valori tipice de $5 \div 100\Omega$, capacitatea C a joncţiunii, măsurată la tensiunea de vale, rezistenţa serie r şi inductanţa serie L. Rezistenţa diferenţială, $(\mathrm{d}I/\mathrm{d}V)^{-1}$, care este panta curbei din figura 2.5 *a* este reprezentată în figura 2.5 *b* pentru o diodă din

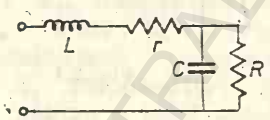


Fig. 2.4

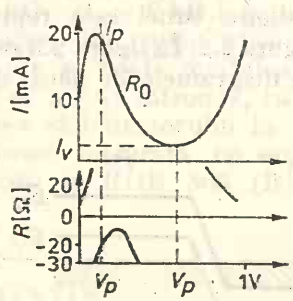


Fig. 2.5

GaAs la 300 K. Valoarea minimă, R_0, a rezistenţei diferenţiale negative este calculată în punctul de inflexiune. Valoarea aproximativă a lui R_0 care se foloseşte în caracterizarea diodei este

$$R_0 = 2V_p/I_p,$$

unde V_p şi I_p sînt tensiunea şi, respectiv, curentul în punctul său de maxim (pic). Capacitatea unei diode tunel este cea a unei joncţiuni $p-n$ abrupte şi variază între 0,01 şi 5 pF. Rezistenţa serie, r, este egală cu suma dintre rezistenţa regiunilor neutre ale joncţiunii şi rezistenţa contactelor ohmice

și firelor de legătură. Inductanța serie L este funcție de caracteristicile diodei și de geometria circuitului extern. Impedanța diodei, în acord cu circuitul reprezentat în figura 2.4, este dată de expresia

$$Z = \left[r + \frac{-R}{1 + (\omega RC)^2} \right] + i \left[\omega L + \frac{-\omega CR^2}{1 + (\omega RC)^2} \right].$$

Frecvența f_t pentru care partea activă (reală) a impedanței este egală cu zero se numește frecvență limită (maximă) de lucru și are valoarea

$$f_t = (1/2\pi RC) \sqrt{R/r - 1}, \tag{2.1}$$

iar frecvența pentru care partea reactivă (imaginară) a impedanței este zero se numește frecvență de rezonanță

$$f_r = (1/2\pi) \sqrt{1/LC - 1/(RC)^2}. \tag{2.2}$$

Pentru o frecvență de lucru $f > f_t$, dioda nu mai prezintă rezistență negativă. Valorile lui f_t și f_r pentru o diodă dată se dau în punctele de minim ale rezistenței negative R_0. În funcție de valoarea raportului f_r/f_t se disting următoarele situații în funcționarea diodei tunel.

1. $f_r > f_t$, adică frecvența maximă de funcționare este mai mică decît frecvența proprie de oscilație. Această condiție implică $r > L/RC$ și dioda se află în regim de funcționare stabilă. Pentru ca frecvența limită de funcționare să fie reală, rezultă (din ecuația (2.1)) că trebuie îndeplinită condiția $r < R$; aceasta este a doua condiție de stabilitate a diodei tunel. Prin urmare, dioda este în regim stabil de funcționare atunci cînd

$$L/RC < r < R.$$

Pentru $R = R_0$ se definește o inductanță critică $L_c = rR_0C$ care este valoarea maximă a lui L ce satisface condiția (2.3). Se observă deci că inductanța serie este un parametru critic pentru funcționarea diodei tunel. Cînd dioda este în regim stabil de funcționare ($f_r > f_t$) partea reală a impedanței este mai mare decît zero și partea imaginară este egală cu zero.

2. $f_r < f_t$, ceea ce implică $r < L/RC$. În acest caz dioda este în regim de instabilitate (impedanța ei este negativă).

3. $f_r = f_t$, ceea ce implică $r = L/RC$. În acest caz atît partea reală cît și partea imaginară a impedanței sînt egale cu zero și dioda funcționează ca generator de oscilații sinusoidale. Oscilatorii cu diode tunel funcționează în domeniul microundelor. Pentru $r > R$, frecvența limită devine imaginară și dioda funcționează în regim de comutație (basculare). În realitate, în circuit rezistența serie r se înlocuiește cu $r + R_s$, unde R_s este rezistența serie din circuitul de alimentare. Fie dioda tunel cu următorii parametrii caracteristici: $I_p = 1$ mA, $L = 1$ mH, $R = 100\ \Omega$, $r = 5\ \Omega$, $C = 1$ pF. Rezultă $L/RC = 10\ \Omega$. În funcție de valoarea rezistenței R_s, din circuitul de alimentare apar următoarele situații:

(a) $R_s = 1\ \Omega$, rezultă $f_t = 6{,}5$ GHz, $f_r = 4{,}75$ GHz, $f_t > f_r$, dioda oscilează;

(b) $R_s = 20\ \Omega$, rezultă $f_t = 3{,}1$ GHz, $f_r = 4{,}75$ GHz, $f_t < f_r$, dioda este în regim stabil de funcționare;

(c) $R_s = 10\ \Omega$, rezultă $f_t = f_r = 4{,}75$ GHz, dioda oscilează (oscilații sinusoidale).

2.3. Influența rezistențelor externe asupra caracteristicii $I-V$ a diodei tunel. Măsurarea rezistenței diferențiale negative

Dacă în serie cu dioda se conectează o rezistență serie R_s, caracteristica ansamblului diodă plus rezistență se modifică și arată ca în figura 2.6 (linia întreruptă). I_p rămîne neschimbat dar V_p se deplasează spre valori mai mari cu cît R_s este mai mare. Aceeași deplasare o suferă și celelalte puncte ale curbei ideale a diodei tunel. Caracteristica ideală a diodei este

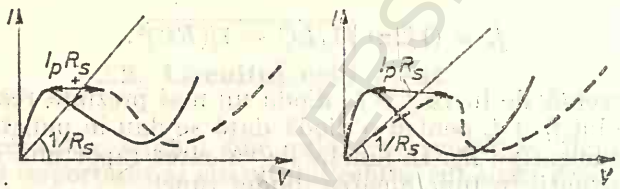


Fig. 2.6

reprezentată cu linie plină. Dacă în paralel cu dioda se conectează o rezistență R_p, tensiunea V_p rămîne neschimbată, iar curentul I_p crește cu micșorarea R_p și caracteristica $I-V$ se deformează tinzînd asimptotic către dreapta de sarcină corespunzătoare lui R_p.

Influența rezistenței paralel asupra caracteristicii $I-V$ a diodei tunel este reprezentată în figura 2.7 : linia plină reprezintă caracteristica ideală iar linia întreruptă reprezintă caracteristica ansamblului diodă plus rezistență paralel. Conchidem, din cele de mai sus, că dioda tunel va

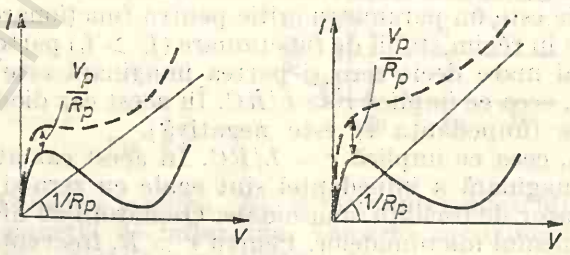


Fig. 2.7

avea o caracteristică cu atît mai apropiată de situația reală cu cît este mai mică rezistența în serie cu dioda ($1/R_s \to \infty$) și cu cît este mai mare rezistența în paralel ($1/R_p \to 0$) [2]. Trasarea punct cu punct a caracteristicii curent-tensiune a diodei tunel se realizează cu ajutorul circuitului din figura 2.8. Măsurarea rezistenței negative se face vizualizînd la oscilograf caracteristica curent-tensiune a diodei tunel utilizînd circuitele din

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

figurile 2.9 și 2.10. În circuitul din figura 2.9 în paralel cu dioda este conectată o cutie de rezistențe, R_p. Se modifică această rezistență începînd de la valoarea ei maximă pînă cînd caracteristica $I-V$ pe ecranul oscilo-

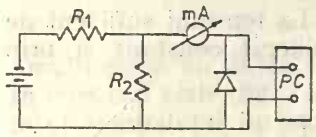


Fig. 2.8

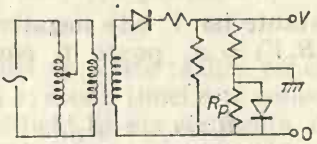


Fig. 2.9

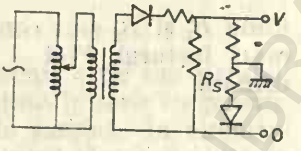


Fig. 2.10

grafului arată ca în figura 2.11 *a*. În regiunea în care caracteristica este paralelă cu axa tensiunilor, panta curbei $\mathrm{tg}\alpha = 1/R_t = 0$, rezistența $R_t = R_p R/(R_p - R)$, unde R este valoarea absolută a rezistenței negative a diodei tunel. Cînd $\mathrm{tg}\ \alpha = 0$ rezultă $R = R_p$ și prin urmare valoarea R_p citită pe cutia de rezistențe este chiar valoarea lui R. În circuitul din

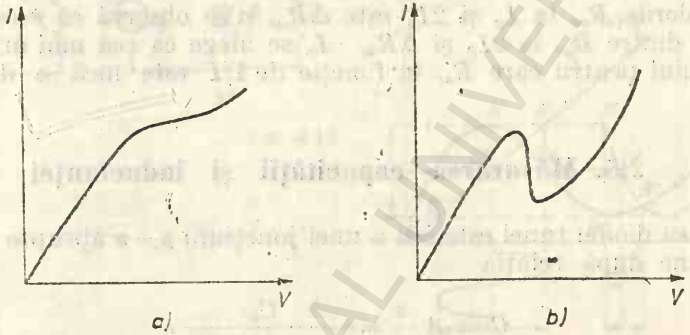


Fig. 2.11

figura 2.10 este conectată în serie cu dioda o cutie de rezistențe R_s. Se modifică această rezistență începînd de la valoarea zero pînă cînd caracteristica $I-V$ pe ecranul oscilografului arată ca în figura 2.11 *b*. În regiunea în care caracteristica este paralelă cu axa curentului, $\mathrm{tg}\ \alpha = 1/R_t = \infty$, rezistența $R_t = R_s - R$. Cînd $\mathrm{tg}\ \alpha = \infty$ rezultă $R = R_s$ și prin urmare valoarea R_s citită pe cutia de rezistențe este chiar valoarea lui R.

2.4. Măsurarea rezistenței serie

Rezistența serie se determină experimental prin metoda pantei la polarizare inversă. Se lucrează la polarizare inversă deoarece în acest fel se evită eroarea pe care ar introduce-o injecția purtătorilor minoritari. Rezistența diferențială R_{ac} măsurată este egală cu suma dintre rezistența serie r și rezistența R_j a barierei joncțiunii, $R_{ac} = r + R_j$, unde $R_j = \mathrm{d}V/\mathrm{d}I$ se determină la polarizare inversă din relația

$$I = B_1 V \mathrm{e}^{-B_2 V},$$

astfel că

$$R_j = \frac{dV}{dI} = \frac{1}{I} \cdot \frac{V}{1 - B_2 V},$$

unde B_1 și B_2 sînt constante iar V este negativ. La tensiuni suficient de mari factorul $V/(1 - B_2 V) = A_1$ poate fi considerat constant și prin urmare

$$R_{ac} = r + A_1/I.$$

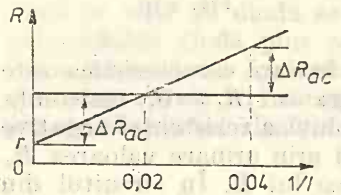


Fig. 2.12

Se observă că atunci cînd curentul prin diodă devine foarte mare $R_{ac} \to r$. Măsurînd R_{ac} și trasînd graficul $R_{ac} = f(1/I)$, la curenți mari se obține o dreaptă care intersectează axa R_{ac} la $R_{ac} = r$ corespunzînd lui $1/I = 0$. r se poate determina direct folosind măsurătorile la două valori ale curentului care diferă între ele printr-un factor 2, adică I_0 și $2I_0$. Așa cum este notat în figura 2.12, diferența dintre valorile R_{ac} la I_0 și $2I_0$ este ΔR_{ac} și se observă că r este egal cu diferența dintre R_{ac} la $2I_0$ și $\Delta R_{ac} \cdot I_0$ se alege ca cea mai mică valoare a curentului pentru care R_{ac} în funcție de $1/I$ este încă o dreaptă.

2.5. Măsurarea capacității și inductanței

Capacitatea diodei tunel este cea a unei joncțiuni $p-n$ abrupte și depinde de tensiune după relația

$$C = A \frac{\varepsilon}{d} = \frac{C_0}{(1 - V/V_d)^{1/2}},$$

$$C_0 = A \left(\frac{q\varepsilon}{2V_d} \cdot \frac{N_a N_d}{N_a + N_d} \right)^{1/2},$$

unde A este aria joncțiunii, V_d — potențialul de difuzie, d — lărgimea stratului de baraj, ε — permitivitatea materialului, N_a și N_d sînt concentrațiile acceptorilor și, respectiv, donorilor în regiunile p și n, C_0 este capacitatea joncțiunii la polarizare zero. Capacitatea diodei tunel se măsoară la tensiunea de vale, deoarece în această regiune variația ei cu tensiunea este minimă. Pentru măsurarea capacității se folosește o punte de admitanțe care funcționează în domeniul frecvențelor radio (în mod obișnuit 100 MHz) și pentru alimentarea circuitului se folosește o sursă de tensiune continuă de impedanță mică. Puntea folosită trebuie să fie sensibilă în domeniul 0,01 ÷ 5 pF. Inductanța serie se măsoară la tensiunea de vale, dioda tunel fiind introdusă într-o cavitate rezonantă. Se determină, astfel, frecvența maximă de oscilație a cavității, care depinde numai de elementele diodei tunel. Valoarea inductanței se determină din relația

$$L = (1/4\pi f^2_{max} C)(1 + r/R),$$

unde r este rezistența serie, R — valoarea absolută a rezistenței negative a diodei și C — capacitatea diodei.

2.6. Amplificarea

Amplificarea cu diodă tunel se poate realiza cu circuit serie sau paralel. În circuitul serie (fig. 2.13 *a*) dioda tunel este conectată în serie cu generatorul semnalului de amplificat și cu rezistența de sarcină. În circuitul paralel dioda tunel, generatorul și rezistența de sarcină sînt conectate în paralel (fig. 2.13 *b*). În circuitul serie, cînd R_s se apropie de valoarea lui R, curentul total prin circuit crește deoarece rezistența totală $R_t = R_s - R \to 0$ și crește tensiunea pe rezistența R_s de sarcină. Analiza grafică a amplificării în circuitul serie este reprezentată în figura 2.14. Sursa de curent alternativ va debita pe ansamblu (curba întreruptă) tensiunea

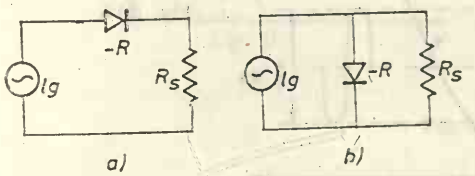


Fig. 2.13

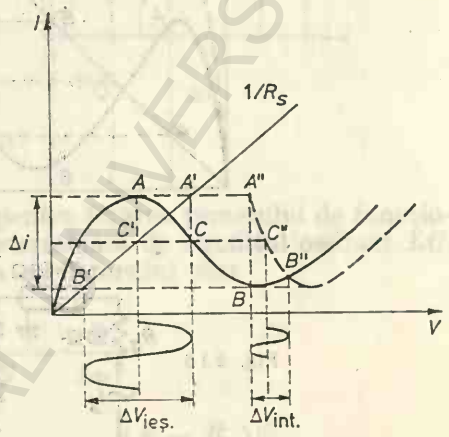


Fig. 2.14

v_{int} iar pe rezistența de sarcină se culege tensiunea $v_{ieș}$. Punctul de funcționare al diodei tunel se alege în mijlocul regiunii de rezistență negativă de pe caracteristică (punctul C) iar punctele A și B sînt limitele între care rezistența negativă rămîne aproape constantă. Acestor puncte le corespund punctele A, B și C de pe dreapta de sarcină și punctele A'', B'', C'' de pe caracteristica ansamblului. Δi reprezintă curentul alternativ prin circuitul serie și este determinat de alegerea punctelor limită A și B. Puterea debitată de generator va fi $\Delta v_{int} \cdot \Delta i$ iar puterea disipată pe rezistența de sarcină va fi $\Delta v_{ieș} \cdot \Delta i$. Se observă că deoarece $\Delta v_{ieș} > \Delta v_{int}$ apare și o amplificare de putere. Amplificarea de putere se obține prin absorbția de energie de la sursa de curent continuu. Generatorul de curent alternativ modifică repartiția de putere între dioda tunel și rezistența de sarcină astfel că pe rezistența de sarcină se disipează o putere mai mare decît cea debitată de generator.

În circuitul paralel cînd R_s se apropie de R, rezistența totală $R_t = RR_s/(R_s - R)$ crește și curentul total prin circuit scade în timp ce curentul prin rezistența de sarcină păstrează o valoare mare. Se obține o amplificare de curent așa cum se observă și în analiza grafică din figura 2.15.

Generatorul de semnal alternativ debitează pe ansamblu curentul Δi_{int} iar prin rezistența de sarcină trece $\Delta i_{ieș}$. Și în acest caz se obține amplificare de putere. Problemele dificile care apar la realizarea amplificatorilor cu diode tunel sînt legate de alimentare (datorită unui domeniu îngust de tensiune pe porțiunea liniară a rezistenței negative, unde dioda poate funcționa ca amplificator) și de rezistența generatorului care trebuie să fie foarte mică pentru a asigura stabilitatea circuitului.

În figura 2.16 este reprezentat un amplificator cu diodă tunel de tip 1N2939 care are frecvența de funcționare de 100 MHz, rezistența generatorului $R_g = 50\ \Omega$ și rezistența de sarcină $R_s = 50\ \Omega$ [2]. Cuplarea diodei la circuit se face prin cablu coaxial. Dioda tunel 1N2939 are următorii

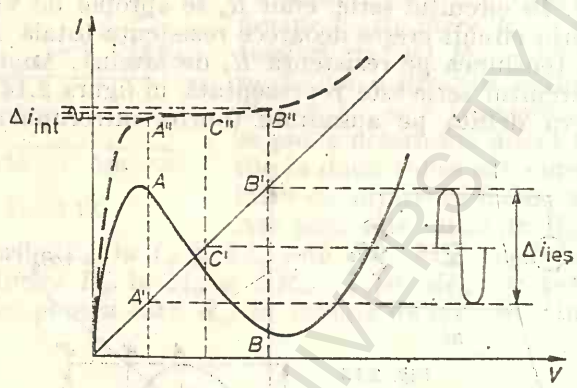


Fig. 2.15

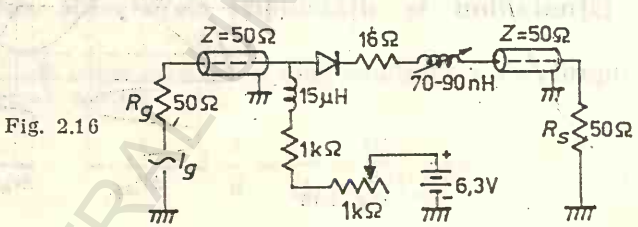


Fig. 2.16

parametri: $I_p = 1$ mA, $I_v = 0{,}15$ mA, $L = 5$ nH, $C = 5$ pF, $R = 143\ \Omega$. Cu un circuit de acest tip se obține o amplificare de 32 dB la frecvența de 100 MHz cu o bandă de 20 MHz.

2.7. Dioda tunel ca oscilator

În figura 2.17 este reprezentată caracteristica $I-V$ a diodei tunel. Este dusă dreapta de sarcină care satisface ecuația $U = U_d + IR_s$; U este tensiunea totală aplicată pe circuitul diodă plus rezistență de sarcină, U_d este tensiunea aplicată pe diodă și IR_s este căderea de tensiune pe rezistența de sarcină. Se alege R_s de o asemenea valoare încît dreapta de sarcină să intersecteze caracteristica $I-V$ aproximativ în centrul regiunii de rezistență negativă. Acest circuit este nestabil și produce oscilații electrice. Se poate arăta ușor că o fluctuație de tensiune se amplifică. Să presupunem că tensiunea pe diodă crește cu o cantitate mică Δv. Aceasta, con-

form cu figura 2.17, conduce la scăderea curentului prin circuit și conform cu relația de mai sus la creșterea tensiunii pe diodă ș.a.m.d. Punctul de funcționare se deplasează pe regiunea de rezistență negativă în sus și în jos și ca rezultat curentul electric prin circuit se modifică între valoarea de pic și cea de vale și la ieșire se culege o tensiune oscilatorie. Un oscilator de unde sinusoidale cu diode tunel este reprezentat în figura 2.17 *b* [3]

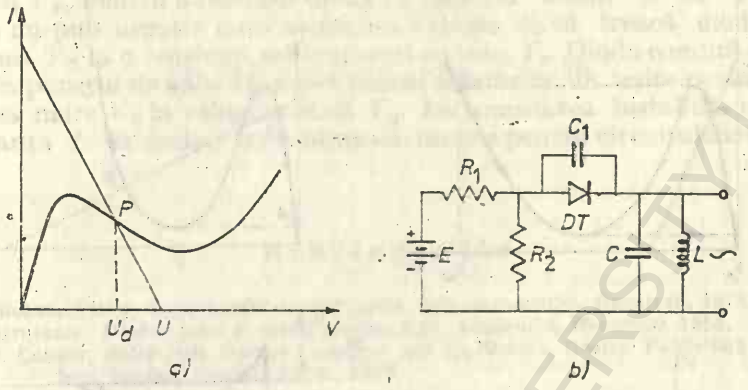


Fig. 2.17

unde rezistențele R_1 și R_2 se folosesc pentru fixarea punctului de funcționare și frecvența de rezonanță este determinată de circuitul oscilant LC. Ecuațiile necesare pentru proiectarea oscilatorului sînt

$$C + \frac{C_1}{1 - R_t/R} = \frac{1}{L\omega^2},$$

$$R_t = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + r + R_b, \quad C_1 = \left(\frac{R - R_t}{\omega^2 R^2 R_t}\right)^{1/2},$$

unde R este valoarea absolută a rezistenței negative a diodei tunel, R_b — rezistența bobinei în curent continuu, r — rezistența serie a diodei tunel, R_t — rezistența totală din circuit. Pentru ca oscilatorul să funcționeze pe frecvența de 100 kHz sînt necesare următoarele valori ale elementelor de circuit: $E = 6$ V, $R_1 = 25$ kΩ, $R_2 = 51$ Ω, $C_1 = 580$ pF, $L = 16$ mH, $C = 660$ pF.

2.8. Dioda tunel în regim de comutare

Un circuit cu diodă tunel poate funcționa, depinzînd de alegerea punctului de funcționare și de valoarea rezistenței de sarcină, în următoarele regimuri: (1) astabil, cînd dreapta de sarcină intersectează caracteristica în regiunea rezistenței negative (fig. 2.17); (2) monostabil, cînd dreapta de sarcină intersectează caracteristica într-un punct de pe ramurile cu pantă pozitivă ale caracteristicii $I-V$ (fig. 2.18 *a*); (3) bistabil, cînd dreapta

de sarcină intersectează caracteristica $I-V$ în trei puncte (punctele A și B stabile și punctul C instabil) (fig. 2.19 *a*). Fenomenul de comutație sau basculare în dioda tunel se bazează pe comutarea punctului de funcționare între două puncte stabile sau între un punct stabil și unul instabil. Comutarea se poate realiza prin aplicarea pe diodă a unui impuls de curent

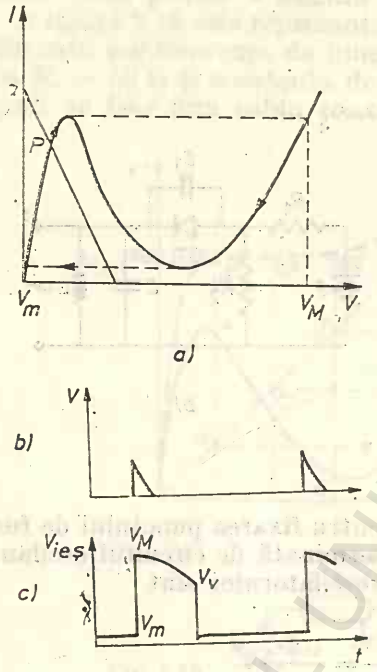


Fig. 2.18

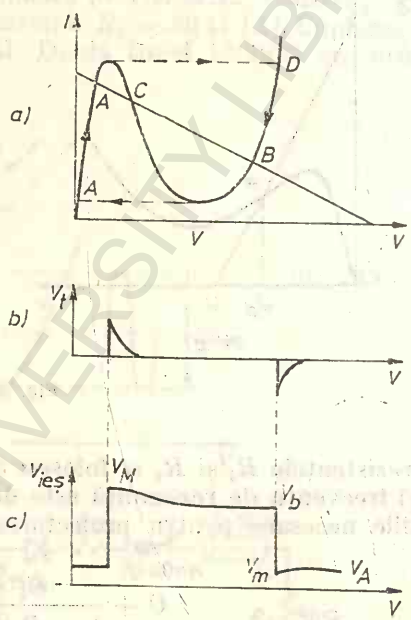


Fig. 2.19

sau de tensiune ori prin variația tensiunii de alimentare sau a rezistenței de sarcină. Circuitul de comutație este reprezentat în figura 2.20. Forma pulsurilor de comandă (triggerare) și de ieșire pentru circuitul de comutare monostabil este reprezentată în figura 2.18 *b* și *c*. Funcționarea circuitului și forma pulsurilor de ieșire poate fi înțeleasă urmărind figura 2.18 *a*. Un puls trigger pozitiv trece tensiunea pe diodă la o valoare peste valoarea de pic, U_p, în regiunea de rezistență negativă. În această regiune dioda fiind instabilă, curentul scade brusc. Ca răspuns la scăderea bruscă a curentului inductanța generează o t.e.m. care trece dioda într-un punct cu tensiune mare, notat pe figura 2.18 *a* cu V_M. Apoi dioda tinde să-și revină în poziția stabilă (punctul P) și curentul și tensiunea scad. Cînd tensiunea scade sub valoarea V_v, dioda trece în regiunea de rezistență negativă și curentul crește brusc. Inductanța L se opune acestui efect generînd o t.e.m. care trece rapid dioda într-o stare de tensiune mică notată cu V_m pe figura 2.18 *a*. Apoi, curentul și tensiunea pe diodă cresc pe ramura pozitivă a caracteristicii pînă ajung în punctul stabil P. La aplicarea unui nou impuls trigger procesul

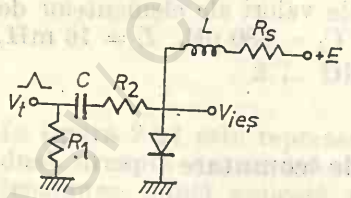


Fig. 2.20

se repetă. Circuitul din figura 2.20 poate funcționa ca circuit de comutare bistabil dacă tensiunea de alimentare și rezistența de sarcină se ajustează la asemenea valori astfel că dreapta de sarcină să intersecteze caracteristica $I-V$ în trei puncte (fig. 2.19 *b*). Presupunem că inițial dioda se găsește în punctul de funcționare A. La aplicarea unui puls pozitiv la intrare dioda comută în punctul B, pe calea ADB. Punctul B fiind stabil, dioda rămîne în acest punct. Tensiunea de ieșire comută de la valoarea V_A la valoarea V_B. Pentru a readuce dioda în punctul stabil A se aplică la intrare un puls negativ de o asemenea valoare ca să treacă dioda de la tensiunea V_B la o tensiune sub valoarea de vale, V_v. Dioda comută pe calea BA prin punctul de vale. În acest proces tensiunea de ieșire comută de la valoarea mare V_B la valoarea mică V_A. La comutarea bistabilă intervine inductanța L în același mod cum s-a descris pentru circuitul monostabil.

Bibliografie

1. V. Dolocan, *Fizica dispozitivelor cu corp solid*, Edit. Academiei, București, 1978.
2. M. Pătrușescu, *Diodele tunel și utilizarea lor*, Edit. Academiei, București, 1968.
3. W. D. Cooper, *Solid-State Devices: analysis and application*, Reston Publishing Company, Inc., Reston, Virginia 22090, 1975.

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

DIODE LUMINESCENTE

3.1. Procese de recombinare radiantă

În semiconductori, purtătorii de sarcină, generați în plus față de purtătorii de echilibru, numiți purtători de sarcină exces sau purtători de neechilibru, dispar prin recombinarea, sistemul revenind astfel la starea de echilibru. După modul de disipare a energiei purtătorilor care recombină procesele de recombinare pot avea loc cu emisie de radiație și atunci se numesc procese de recombinare radiantă, sau fără emisie de radiație și atunci se numesc procese de recombinare neradiantă. Recombinarea radiantă poate avea loc bandă-bandă sau prin intermediul nivelelor locale. Există, de asemenea, recombinarea radiantă excitonică. Recombinarea neradiantă poate fi multifononică (energia fononilor care recombină se disipă sub formă de fononi) sau recombinare Auger; și acest tip de recombinare poate avea loc bandă-bandă sau prin intermediul nivelelor locale. Vom discuta mai întîi recombinarea radiantă.

În figura 3.1 este reprezentată recombinarea radiantă bandă-bandă într-un semiconductor cu bandă interzisă directă iar în figura 3.2 este reprezentată recombinarea bandă-bandă într-un semiconductor cu bandă interzisă indirectă. Tranziția din figura 3.1 este o tranziție verticală

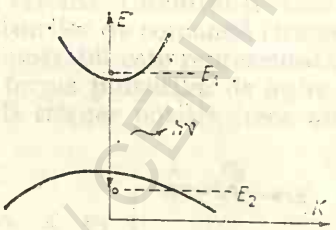


Fig. 3.1

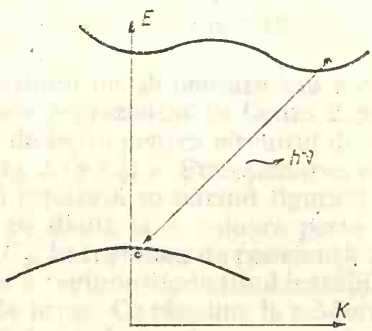


Fig. 3.2

impulsurile purtătorilor care recombină între ei sînt egale, deoarece impulsul fotonului este neglijabil iar energia fotonului emis este dată de expresia $h\nu = E_1 - E_2$. În semiconductorii cu bandă interzisă indirectă, marginea inferioară a benzii de conducție nu se găsește la $k = 0$ și în procesul de tranziție participă și fononi de energie $K\theta$, astfel că energia radiației emise este dată de expresia

$$h\nu = E_1 - E_2 \pm K\theta.$$

Rata de recombinare, R, este egală cu produsul dintre concentrațiile electronilor și golurilor, adică

$$R = Bnp, \tag{3.1}$$

unde B este coeficientul de recombinare radiantă. La echilibru termic

$$R_0 = Bn_0p_0 = Bn_i^2,$$

astfel că relația (3.1) poate fi rescrisă

$$R = R_0np/n_i^2. \tag{3.2}$$

Cu indicele zero s-au notat valorile de echilibru.

Valorile calculate ale lui B pentru unii semiconductori cu benzi directe sau indirecte sînt prezentate în tabela 3.1 [1].

Tabela 3.1

Coeficientul de recombinare radiantă în unii semiconductori

Semiconductorul	Tipul benzilor	B, cm^3s^{-1}
GaAs	directe	$7{,}21 \cdot 10^{-10}$
GaSb	directe	$2{,}39 \cdot 10^{-10}$
InP	directe	$1{,}26 \cdot 10^{-9}$
InAs	directe	$8{,}5 \cdot 10^{-11}$
InSb	directe	$4{,}6 \cdot 10^{-11}$
Si	indirecte	$1{,}79 \cdot 10^{-15}$
Ge	indirecte	$5{,}25 \cdot 10^{-14}$
GaP	indirecte	$5{,}37 \cdot 10^{-14}$

Rata netă de recombinare este definită de relația

$$r = R - G,$$

unde G este rata de generare a perechilor electron-gol. La echilibru, $r = 0$ și $G_0 = R_0 = Bn_0p_0$. Rata de generare $G = G_0$, astfel că

$$r = R - R_0 = R_0(np - n_i^2)/n_i^2 = R_0[(n_0 + \Delta n)(p_0 + \Delta p) - n_i^2]/n_i^2,$$

unde Δn și Δp sînt concentrațiile purtătorilor de neechilibru. Se mai poate scrie (pentru Δn, $\Delta p \ll n_{n0}$, p_{p0})

$$r/R_0 = \Delta n/n_0 + \Delta p/p_0. \tag{3.3}$$

Pentru $\Delta n = \Delta p$, în semiconductorul de tip $n(n_{n0} \gg p_{n0})$ se obține

$$r/R_0 = \Delta p/p_{n0}, \tag{3.4}$$

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

iar în semiconductorul de tip $p(p_{p0} \gg n_{n0})$ se obține

$$r/R_0 = \Delta n/n_{p0}, \tag{3.5}$$

adică rata de recombinare este determinată de concentrația purtătorilor minoritari. Se definește timpul de viață a purtătorilor minoritari prin relația

$$r = \Delta n/\tau_n, \tag{3.6}$$

în semiconductorul de tip p, și prin relația

$$r = \Delta p/\tau_p \tag{3.7}$$

în semiconductorul de tip n. Avînd în vedere relațiile (3.4), (3.5) se poate scrie

$$\tau_n = n_{p0}/R_0 \tag{3.8}$$

în semiconductorul de tip p, și

$$\tau_p = p_{n0}/R_0 \tag{3.9}$$

în semiconductorul de tip n.

Recombinarea prin intermediul nivelelor locale constă în captarea electronilor din banda de conducție pe aceste nivele, urmată de captarea golurilor pe nivele (sau ordinea inversă). În figura 3.3 este reprezentat procesul de recombinare prin intermediul nivelului local, E_t. Procesele de captură concură cu procesele inverse de reemisie în benzile respective a purtătorilor capturați. Dacă, de exemplu, rata de reemisie a electronului capturat înapoi în banda de conducție este mai mare decît rata de captură a unui gol pe nivelul local, acest nivel se numește nivel de alipire a electronilor [2, 3]. În cazul extrem, nivelul de alipire este nivelul care schimbă purtători numai cu una din benzi (prin intermediul lui nu poate avea loc recombinarea electronilor cu golurile). Rata netă de captură este egală cu diferența dintre rata de captură și rata de reemisie înapoi a purtătorilor de sarcină. În stare staționară rata netă de captură a electronilor este egală cu rata netă de captură a golurilor și este egală cu rata de recombinare, care este dată de expresia

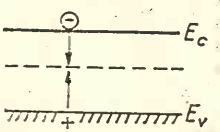


Fig. 3.3

$$r = \frac{(np - n_i^2)\, N_t}{\dfrac{n_0 + n_1}{\langle vS_p \rangle} + \dfrac{p_0 + p_1}{\langle vS_n \rangle}}, \tag{3.10}$$

unde n_1 și p_1 reprezintă concentrațiile din benzile permise cînd nivelul Fermi coincide cu nivelul de captură

$$\begin{aligned} n_1 &= N_c \exp\left[-(E_c - E_t)/kT\right], \\ p_1 &= N_v \exp\left[-(E_t - E_v)/kT\right], \end{aligned} \tag{3.11}$$

N_c și N_v sînt densitățile efective de stări din banda de conducție și, respectiv, de valență, v este viteza termică a purtătorilor de sarcină, S_n și S_p sînt secțiunile de captură a electronilor și golurilor iar N_t este concentrația centrelor de captură. S-a presupus că centrele de captură dau un singur nivel de captură situat în banda interzisă a cărui poziție s-a notat cu E_t. Rata de recombinare variază cu poziția nivelului de captură prin n_1 și p_1. Dacă $S_n = S_p$, r are valoare maximă pentru $n_1 = p_1$, adică atunci cînd nivelul de captură coincide cu nivelul Fermi intrinsec, E_i. Rezultă că cele mai eficace nivele de recombinare sînt cele din jurul mijlocului benzii interzise. Timpul de viață al purtătorilor de sarcină este defint de relațiile (3.6) și (3.7) și în cazul recombinării pe nivele locale r este dat de relația (3.10). În acest caz timpul de viață depinde de caracteristicile centrelor de captură, de concentrațiile purtătorilor și de temperatură. În semiconductorul de tip n puternic dopat, $n = n_0 \gg n_1$; $n_0 \gg p_1$ și $n_0 \gg p = p_0 + \Delta n$, se obține

$$\tau = 1/N_t\langle vS_p\rangle = \tau_{p0},$$

adică timpul de viață este egal cu timpul de viață a purtătorilor minoritari, τ_{p0}, care este independent de concentrația purtătorilor și este practic constant funcție de temperatură. În semiconductorul de tip p puternic dopat, $p_0 \gg p_1$, $p_0 \gg n_1$ și $n_0 \gg n = n_0 + \Delta p$, se obține

$$\tau = 1/N_t\langle vS_n\rangle = \tau_{n0}. \tag{3.12}$$

adică timpul de viață a purtătorilor minoritari (electronii). Din ultimele două relații se observă că timpul de viață scade cu creșterea concentrației centrelor de recombinare, N_t. În general, concură în același timp mai multe tipuri de procese de recombinare. Dacă notăm cu τ_R timpul de viață de recombinare radiantă și cu τ_{NR} timpul, de viață de recombinare neradiantă, atunci timpul de viață efectiv, τ_{ef}, se găsește din relația

$$1/\tau_{ef} = 1/\tau_R + 1/\tau_{NR}. \tag{3.13}$$

Eficiența radiantă a unui material este dată de expresia

$$\eta = 1/[1 + (\tau_R/\tau_{NR})]. \tag{3.14}$$

Ea este cu atît mai mare cu cît este mai mare timpul de viață de recombinare neradiantă față de timpul de viață de recombinare radiantă. Recombinarea radiantă poate avea loc atît bandă-bandă cît și prin intermediul nivelelor locale. Recombinarea radiantă bandă-bandă este mare în semiconductorii cu bandă interzisă directă, așa cum reiese și din tabela 3.1. Recombinarea radiantă prin intermediul nivelelor locale are loc în special în semiconductorii cu bandă interzisă indirectă. Un exemplu clasic îl reprezintă GaP în care are loc recombinarea radiantă prin intermediul centrelor complexe Zn-O și recombinarea radiantă donor-acceptor. Complexul Zn-O dă un nivel de recombinare adînc care este neutru din punct de vedere electric și care poate capta ușor un electron pe el, încărcîndu-se astfel cu sarcină negativă. Datorită interacției Coulomb centrul încărcat negativ atrage un gol din bandă de valență și-l urcă pe un nivel excitonic situat foarte aproape de banda de valență. Electronul de pe centrul complex poate recombina radiant cu golul situat pe nivelul excitonic (deci cu care este legat) sau poate recombina neradiant cu un gol din banda de

valență (fig. 3.4). Evident că există și posibilitatea recombinării neradiante bandă-bandă fără participarea nivelelor locale, notată cu *2* pe figura 3.4. Rata de recombinare prin intermediul nivelelor locale este dată de expresia

$$r_1 = \Delta n/(1/\langle N_t v S_n\rangle + \tau_r \Delta n/N_t), \tag{3.15}$$

unde

$$1/\tau_r = 1/\tau_R + 1/\tau_{NR}, \tag{3.16}$$

τ_R și τ_{NR} sînt notați pe figura 3.4. Rata de recombinare bandă-bandă este dată de

$$r_2 = \Delta n/\tau_2. \tag{3.17}$$

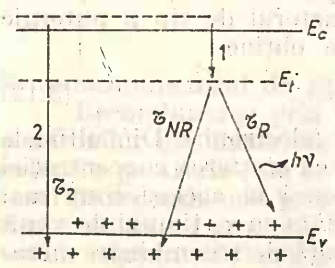


Fig. 3.4

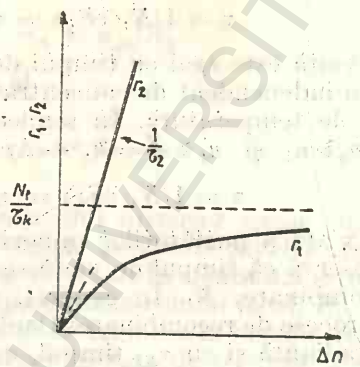


Fig. 3.5

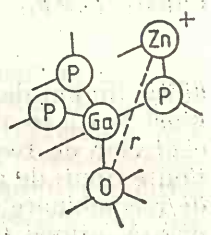


Fig. 3.6

În figura 3.5 se reprezintă r_1 și r_2 în funcție de Δn. Se observă că r_1 crește inițial cu panta $\langle N_t v S_n\rangle$ apoi atinge o saturație la valoarea N_t/τ_r, care corespunde umplerii tuturor capcanelor. Aceasta impune limitarea intensității luminii emise cu rata de injecție a purtătorilor de sarcină. Eficiența radiantă este dată în acest caz de relația

$$\eta = \frac{r_1}{r_1 + r_2} \cdot \frac{1}{1 + \tau_R/\tau_{NR}}. \tag{3.18}$$

Eficiența în acest caz este egală cu raportul dintre numărul de electroni care recombină pe ruta 1 și numărul total de electroni care recombină, înmulțit cu eficiența de recombinare radiantă pe ruta 1. Recombinarea radiantă între perechile donor-acceptor a fost studiată întîi în ZnS [4, 5] și apoi în detaliu în GAP [6]. Electronul, aparținînd unui atom donor de impuritate situat în stare neutră este atras de către golul de pe un atom de impuritate acceptoare aflat în stare neutră și se formează o pereche donor-acceptor, asemănătoare unui dipol. Un exemplu este reprezentat în figura 3.6 pentru formarea perechilor donor-acceptor Zn-O în GaP. Zincul substituie galiul, iar oxigenul substituie fosforul. Distanța dintre centrele atomilor de impuritate se notează cu r. Recombinarea electron-

gol în interiorul unei perechi dă naștere unui foton. Energia fotonului emis se obține din expresia

$$h\nu = E_g - (E_A + E_D) + q^2/\varepsilon r, \tag{3.19}$$

unde E_A este energia nivelului acceptor măsurată de la marginea superioară a benzii de valență, E_D — energia nivelului donor măsurată de la marginea inferioară a benzii de conducție, iar ultimul termen din relația (3.19) reprezintă energia de interacție coulombiană dintre electron și gol

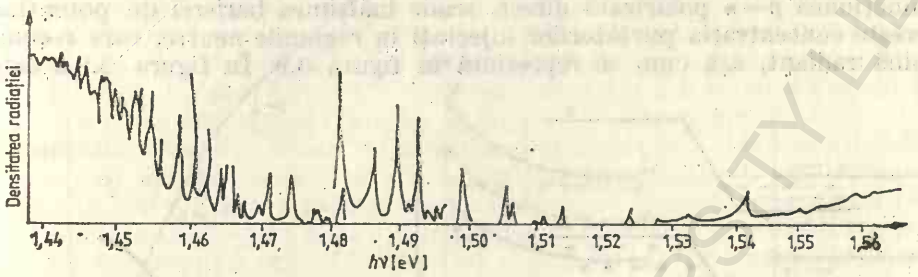


Fig. 3.7

care depinde de valoarea lui r. Cînd impuritățile substituie atomi din nodurile rețelei, r ia valori discrete care sînt multiplu al distanței interatomice. Valorile lui r depind de distribuția aleatorie a donorilor și acceptorilor în rețeaua cristalină. Pentru fiecare valoare a lui r se obține o linie de luminescență. De exemplu, în GaP se obțin pînă la 300 asemenea linii, care corespund valorilor lui r cuprinse între 10 și 40 Å. Un exemplu pentru GaP, dopat cu Zn și O, la 1,6 K este reprezentat în figura 3.7. În afară de perechile donor-acceptor Zn-O spectre asemănătoare mai dau în GaP și perechile Cd-O în care atît Cd cît și O (elemente din grupa a VI-a) înlocuiește P. În procesul de recombinare Auger, energia de recombinare este preluată de a treia particulă (electron sau gol) [7]. Poate avea loc recombinarea Auger bandă-bandă, bandă-nivel local, nivel donor-nivel acceptor. În figura 3.8 sînt reprezentate diversele tipuri de recombinare Auger. Pentru comparație, în figura 3.8 *b* sînt reprezentate procesele de recombinare la care nu participă decît un electron și un gol pe act de recombinare (ne-Auger).

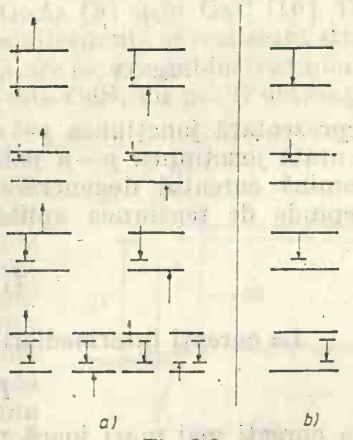


Fig. 3.8

3.2. Mecanisme de excitare

Pentru a excita luminescența într-un semiconductor este necesar să se genereze perechi electron-gol în exces față de concentrațiile de echilibru. Aceasta se poate realiza electric, optic sau cu fascicol de electroni. Lumi-

nescența produsă prin excitare optică se numește fotoluminescență iar cea produsă prin excitare cu fascicol de electroni se numește catodoluminescență. Metoda cea mai simplă este excitarea electrică iar luminescența produsă astfel se numește electroluminescență. Electroluminescența se poate realiza în mai multe moduri: prin injecția purtătorilor minoritari în joncțiunea $p-n$ polarizată în sens direct, prin injecția purtătorilor în stratul de inversie de la suprafața unui semiconductor, prin tunelarea purtătorilor printr-un strat izolator într-o structură metal-izolator-semiconductor și prin ionizare prin ciocnire și multiplicare în avalanșă. În joncțiunea $p-n$ polarizată direct, scade înălțimea barierei de potențial, crește concentrația purtătorilor injectați în regiunile neutre, care recombină radiant, așa cum se reprezintă în figura 3.9. În figura 3.9 *a* este

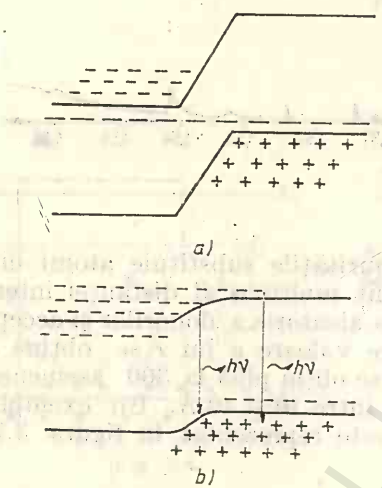


Fig. 3.9

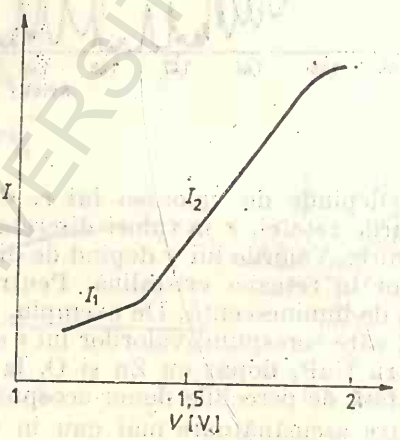


Fig. 3.10

reprezentată joncțiunea $p-n$ nepolarizată iar în figura 3.9 *b* este reprezentată joncțiunea $p-n$ polarizată în sens direct. La curenți mici, cînd domină curentul degenerare-recombinare în stratul de baraj, curentul depinde de tensiunea aplicată după legea

$$I_1 \sim \exp(qV/2kT). \tag{3.20}$$

La curenți intermediari domină curentul de difuzie astfel că

$$I_2 \sim \exp(qV/kT). \tag{3.21}$$

La curenți mai mari joacă rol important rezistența serie. Caracteristica $I-V$ a unei joncțiuni $p-n$ arată ca în figura 3.10.

Intensitatea luminii emise

$$L \sim I^2 \tag{3.22}$$

cînd domină curentul de generare-recombinare și

$$L \sim I \tag{3.23}$$

cînd domină curentul de difuzie. Dependența intensității luminii emise de intensitatea curentului electric este reprezentată în figura 3.11. S-a observat că în general emisia are loc în regiunea p a joncțiunii $p-n$ [8]. La suprafața unui semiconductor apare o barieră de potențial datorită captării purtătorilor de sarcină pe stările de suprafață. În anumite condiții poate să apară la suprafață chiar un strat de inversiune. În figura 3.12 *a*

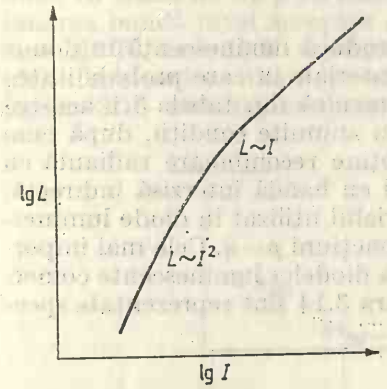


Fig. 3.11

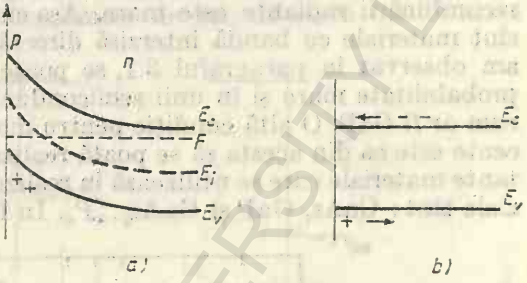


Fig. 3.12

este reprezentată apariția stratului de inversiune de tip p la suprafața unui semiconductor de tip n. În acest caz stratul de la suprafața semiconductorului funcționează ca o joncțiune $p-n$. Dacă se polarizează suprafața în sens direct, ca în figura 3.12 *b*, astfel încît benzile se aplatizează, apare o injecție puternică de purtători de sarcină care recombină radiant. Asemenea experiențe au fost realizate în GaAs [9] și în GaP [10]. Dacă se lucrează în curent alternativ, într-o semialternanță se realizează stratul de inversiune, iar în cealaltă semialternanță are loc recombinarea radiantă. Unii dintre semiconductorii compuși, cum este CdS, nu pot fi obținuți cu ambele tipuri de conducție și din ei nu se pot realiza joncțiuni $p-n$. Sulfura de cadmiu nu se poate obține decît cu conducție de tip n. Pentru obținerea electroluminescenței în asemenea cazuri se utilizează efectul tunel printr-o structură metal-izolator-semiconductor. Cînd structura este polarizată ca în figura 3.13 și metalul este suficient de pozitiv în raport cu semiconductorul este posibilă tunelarea în metal a electronilor din banda de valență a semiconductorului unde rămîn goluri care recombină radiant cu electronii din banda de conducție. Eficiența procesului în această structură este micșorată de tunelarea electronilor din banda de conducție a semiconductorului în metal. Electroluminescența se poate excita, de asemenea, prin ionizarea prin ciocnire și multiplicarea în avalanșă care are loc la cîmpuri electrice intense. Purtătorii generați în acest mod recombină radiant și spectrul energiei emise este larg datorită faptului că energia cinetică a purtătorilor generați prin avalanșă este

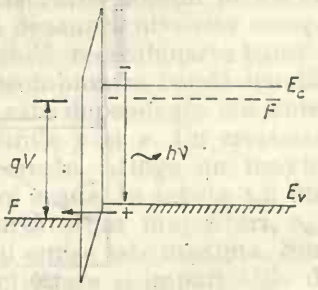


Fig. 3.13

mare. Spectrul se îngustează după întreruperea cîmpului electric deoarece purtătorii se termalizează. Un caz interesant este cel al apariției avalanșei într-un domeniu Gunn [11] și prin recombinare radiantă apare o sursă de lumină care se propagă cu domeniul Gunn [12].

3.3. Materiale luminescente

Materialele electroluminescente trebuie să producă luminescență în domeniul spectral dorit. Se aleg în acest scop materiale în care probabilitatea recombinării radiante este mare. Așa cum rezultă din tabela 3.1 acestea sînt materiale cu bandă interzisă directă. În anumite condiții, după cum am observat în paragraful 3.1, se poate obține recombinare radiantă cu probabilitate mare și în unii semiconductori cu bandă interzisă indirectă, cum ar fi GaP. O altă condiție pentru materialul utilizat în diode luminescente este ca din acesta să se poată realiza joncțiuni $p-n$. Cele mai importante materiale care se utilizează în realizarea diodelor luminescente comerciale sînt: GaAs, GaP și $GaAs_{1-x}P_x$. În figura 3.14 sînt reprezentate spec-

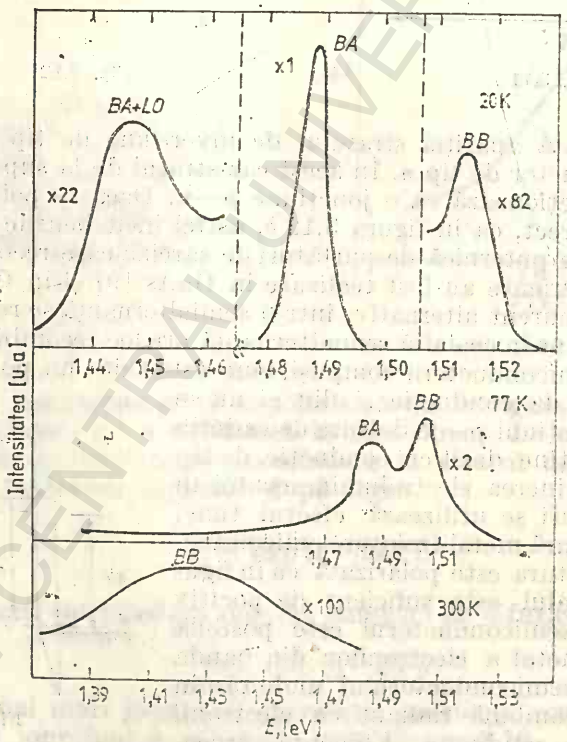


Fig. 3.14

trele de luminescență ale GaAs dopat cu cadmiu, măsurate la diverse temperaturi [13]. Cadmiu este acceptor în GaAs și concentrația nivelelor acceptoare în probele măsurate a fost la 300 K egală cu $3,5 \cdot 10^{16} cm^{-3}$. Se observă că la temperaturi joase (20 K) apare recombinarea bandă-

nivel acceptor (BA), replica fonon optic longitudinal (LO) a BA și recombinarea bandă-bandă (BB) de intensitate mai mică decît primele două. Maximele celor trei procese de recombinare sînt centrate la energii diferite. La 77 K intensitatea luminii dată de recombinarea bandă-bandă este mai mare decît cea dată de recombinarea bandă-nivel acceptor iar la 300 K domină numai recombinarea bandă-bandă. Cu creșterea temperaturii maximul recombinării band-bandă se deplasează spre energii mai mici. În GaAs de tip p cu concentrația de dopare sub $3 \cdot 10^{17}$ cm^{-3} recombinarea bandă-nivel acceptor este dominantă în domeniul de temperatură 10 ÷ 130 K. Sub 10 K domină recombinarea donor-acceptor sau pe complexe excitonice. Peste 130 K domină recombinarea bandă-bandă. În figura 3.15 sînt reprezentate mecanismele de recombinare bandă-nivel

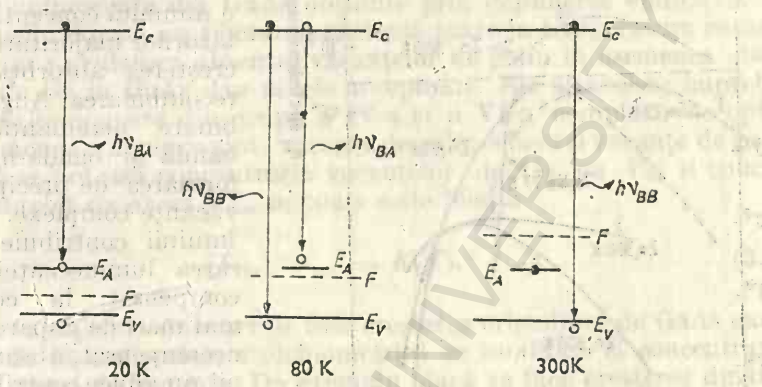


Fig. 3.15

acceptor și bandă-bandă. La 20 K nivelul Fermi se află sub nivelul acceptor care este neutru și poate capta electroni din banda de conducție prin procesul de recombinare radiantă BA. La 80 K nivelul Fermi se găsește încă sub nivelul acceptor însă alături de recombinarea BA, un rol important îl joacă recombinarea bandă-bandă întrucît în cele două benzi există suficienți purtători liberi care să facă posibilă desfășurarea acestui proces cu intensitate mare. La 300 K nivelul Fermi se află deasupra nivelelor acceptoare, acestea sînt ionizate și nu mai este posibilă recombinarea bandă-nivel acceptor; rolul predominant îl joacă deci recombinarea bandă-bandă. O problemă importantă în diodele luminescente este dependența eficienței de concentrațiile purtătorilor majoritari în regiunile p și n. Cu creșterea concentrației purtătorilor majoritari eficiența crește, atinge un maxim la o anumită valoare a acestei concentrații și apoi scade. În tabela 3.2 sînt prezentate valorile optime ale concentrației purtătorilor majoritari, n_{OP}, în GaAs de tip n pentru care intensitatea luminii emise este maximă. Sînt prezentate, de asemenea, temperaturile de funcționare și impuritățile de dopare [14]. În tabela 3.3 sînt prezentate rezultatele pentru GaAs de tip p [15]; concentrația optimă a purtătorilor majoritari este notată p_{OP}. Rezultatele sînt obținute din studii de fotoluminescență.

În figura 3.16 este reprezentată dependența de concentrația purtătorilor majoritari a intensității luminii emise în GaAs de tip n și în GaAs de tip p [16]. Datele sînt obținute din experiențe de fotoluminescență (*1*, *2*, *3*), catodoluminescență (*4*, *5*) și electroluminescență (*6*). Dintre cauzele

Tabela 3.2

Concentrația optimă a purtătorilor majoritari în GaAs-*n*

Dopant	n_{on}[cm^{-3}]	T[K]
Ge	$3 \cdot 10^{17}$	20
Te	$2 \cdot 10^{18}$	77 ; 300
Si	$2 \cdot 10^{18}$	77
Se	$2 \cdot 10^{18}$	77

Tabela 3.3

Concentrația optimă a purtătorilor majoritari în GaAs-*p*

Dopant	p_{op}[cm^{-3}]	T[K]
Ge	$1 \cdot 10^{19}$	12
Zn	$8 \cdot 10^{18}$	77
Zn	$3 \cdot 10^{19}$	300

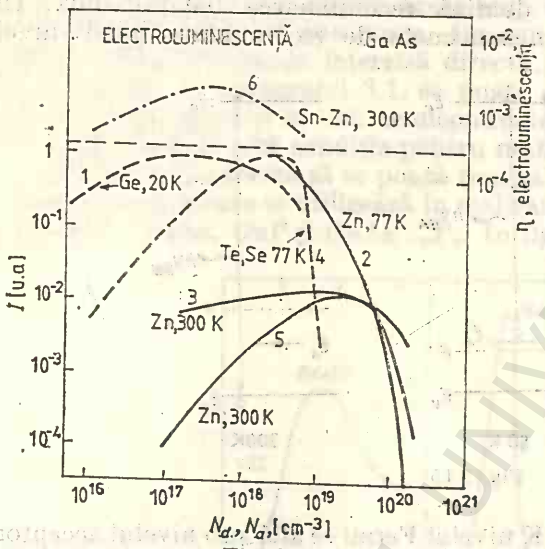


Fig. 3.16

care determină scăderea intensității luminescenței peste o anumită concentrație a purtătorilor majoritari amintim : creșterea absorbției luminii, recombinarea Auger (recombinare neradiantă) bandă-bandă și bandă-nivel local, formarea de precipitat și de vacanțe complexe. Absorbția luminii contribuie la micșorarea luminecenței în GaAs compensat, la concentrații mai mari de dopare. În GaAs necompensat, absorbția luminii nu aduce contribuție apreciabilă la micșorarea intensității luminescenței cu creșterea concentrației de dopare. Experiențe de fotoluminescență efectuate atît în GaAs de tip *n* cît și de tip *p* au scos în evidență că absorbția este dominantă numai la concentrații mici de dopare în semiconductorii necompensați. În semiconductorii compensați la nivele mari de dopare nivelul Fermi se deplasează cu creșterea gradului de compensare către și în banda de absorbție ceea ce conduce la deplasarea marginii de absorbție și apariției stărilor permise pentru absorbția radiației emise[17]. Recombinarea Auger poate avea loc bandă-bandă sau bandă-nivel local. La concentrații mari de impurități, banda de impurități (care apare) [2] se unește cu banda permisă (de exemplu banda impurităților donoare se unește cu banda de conducție sau banda impurităților acceptoare se unește cu banda de valență). În acest caz nu se poate face distincție între recombinarea Auger bandă-bandă și bandă-impurități. Concentrația impurităților la care are loc unirea benzii de impurități cu banda permisă este mai mică decît concentrația impurităților la care are loc maximul intensității luminii emise. Aceasta ar fi o dovadă că recombinarea Auger nu este principala cauză care conduce la micșorarea intensității luminescenței cu creșterea concentrației de dopare peste o anumită valoare a acesteia. Rata de recombinarea Auger bandă-bandă este mare în semiconductorii în care raportul γ dintre masa efectivă a electronilor din banda de conducție și a golurilor din banda de valență este mult mai mic decît unitatea. În GaAs acest raport are valoarea 0,15 ceea ce arată că în acest semiconductor recom-

binarea Auger joacă un rol important. În domeniul de valori al concentrației în care recombinarea Auger (care este un proces neradiant) joacă rol predominant intensitatea luminii emise ar trebui să scadă cu $1/n^2$, unde n este concentrația electronilor în semiconductorul de tip n sau concentrația golurilor în semiconductorul de tip p. Totuși, așa cum rezultă din figura 3.16, scăderea intensității luminescenței cu concentrația purtătorilor este mai rapidă decît $1/n^2$, ceea ce dovedește că trebuie să existe și alte procese care contribuie la micșorarea intensității luminescenței. Precipitatele se formează atunci cînd concentrația impurităților depășește limita de solubilitate. De exemplu, atunci cînd concentrația atomilor de telur în GaAs atinge valoarea $5 \cdot 10^{18} cm^{-3}$ s-a pus în evidență formarea precipitatului Ga_2Te_3. Prezența lor micșorează intensitatea luminii emise. S-a observat că diodele luminescente din GaAs obținute prin depunerea epitaxială din soluție de galiu dopată cu siliciu au eficiență mare la temperatura camerei [18]. Aceasta s-ar datora absenței vacanțelor de galiu în asemenea diode. Vacanțele de Ga în GaAs dau nivele acceptoare. Ele alcătuiesc împreună cu impuritățile donoare din grupa a IV-a și a VI-a complexe acceptor-donor. Asemenea complexe sînt vacanțe de galiu-siliciu și vacanțe de galiu-telur. Dacă se notează concentrația vacanțelor de Ga cu V_{Ga} și concentrația vacanțelor de As cu V_{As}, se poate scrie relația

$$[V_{Ga}]\,[V_{sA}] = K(T). \tag{3.24}$$

Dacă în topitura din care se face creșterea cristalului de GaAs există o variație de la compoziția stoichiometrică se modifică și concentrațiile celor două tipuri de vacanțe. De exemplu, dacă se face creșterea din topitură îmbogățită cu galiu se micșorează concentrația vacanțelor de galiu și, pentru a fi îndeplinită relația de mai sus, crește concentrația vacanțelor de arseniu. Prezența unui maxim în spectrul de luminescență al GaAs[19] crescut din material îmbogățit în arseniu și absența acestuia în cazul GaAs crescut din material îmbogățit cu galiu este un motiv să se creadă că acest maxim este asociat vacanțelor de galiu. De asemenea, recombinarea prin intermediul altor impurități în GaAs cum ar fi Cr, Mn, Fe, Co, Ni, Cu, Ag dă maxime în spectrul de luminescență. Impuritățile de Cu și vacanțele de Ga produc degradarea diodelor luminescente din GaAs. După cum am amintit, un alt material important pentru realizarea diodelor luminescente este GaP care are banda interzisă indirectă și, așa cum s-a observat în paragraful 3.1, coeficientul de recombinare bandă-bandă este mic în comparație cu cel din semiconductorii cu bandă interzisă directă. De aceea acest material se utilizează ca material luminescent atunci cînd este dopat cu impurități; în acest caz are loc recombinarea radiantă bandă-impurități (în cele mai multe cazuri, bandă de impurități) sau donor-acceptor, proces ce se desfășoară cu eficiență mare. S-au realizat în acest fel diode luminescente cu regiunea p dopată cu Zn și O care emit în roșu și diode dopate cu N care emit în verde. Este posibil să se obțină diode din GaP care emit în portocaliu și galben, dopate cu N în regiunea n și cu O în regiunea p. Regiunea p a joncțiunii emite în roșu iar regiunea n emite în verde. Asemenea diode pot emite în același timp ambele culori care, integrate, apar pentru ochiul omului ca o singură culoare: portocalie sau galbenă. Emisia în roșu se saturează la densități relativ mici ale curentului electric, astfel că cu creșterea acestuia, culoarea luminii emise capătă nuanța verde. O categorie de materiale importante pentru diode luminescente o consti-

tuie compușii ternari de tipul $GaAs_{1-x}P_x$. Poziția maximului intensității luminii emise, λ_0, depinde de compoziția fracționară x; cu creșterea lui x se deplasează spre lungimi de undă mai mici, așa cum rezultă din figura 3.17. În tabela 3.4 este prezentată culoarea luminii emise de aceste materiale pentru diverse valori ale compoziției, x. În aceeași tabelă sînt date metodele de preparare ale regiunilor p și n ale joncțiunii $p-n$ care constituie dioda luminescentă (EFL = epitaxie din fază lichidă; EFV = epitaxie din fază de vapori; dif. = difuzie) [20].

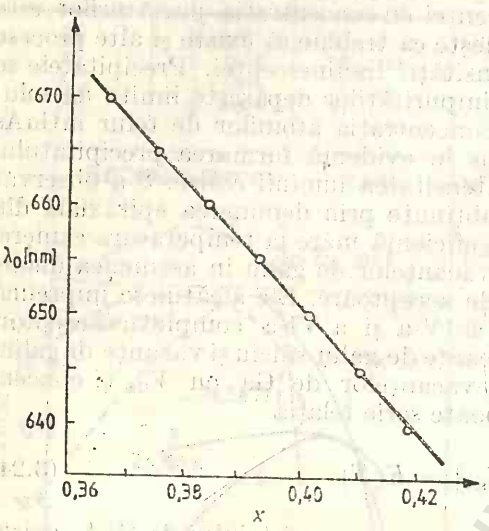


Fig. 3.17

Peste valoarea lui $x = 0{,}45$, compusul $GaAs_{1-x}P_x$ prezintă bandă interzisă indirectă; pînă la această valoare a lui x acest compus prezintă bandă interzisă directă. Intensitatea luminii emise este mai mică în semiconductorul cu bandă interzisă indirectă față de cel cu bandă interzisă directă. S-a observat că eficiența luminoasă a materialului cu bandă interzisă indirectă $GaAs_{1-x}P_x$ cu $0{,}4 < x < 1$ crește atunci cînd se dopează cu N.

Tabela 3.4

Materiale pentru diode luminescente în vizibil

Materialul	Culoarea	Prepararea		Eficiența, %
		n	p	
GaP : (Zn, O)	roșie	EFL	EFL	15
GaP :N	verde	EFL	EFL	0,7
GaP :N	verde	EFV	dif. Zn	0,1
GaP : NN	galben	EFV	dif. Zn	0,1
$GaAs_{0,6}P_{0,4}$	roșie	EFV	dif. Zn	0,5
$GaAs_{0,35}P_{0,65}$:N	portocalie	EFV	dif. Zn	0,5
$GaAs_{0,15}P_{0,85}$:N	galben	EFV	dif. Zn	0,2
$Ga_{0,7}Al_{0,3}As$	roșie	EFL	EFL	1,3
$In_{0,3}Ga_{0,7}P$	portocalie	EFV	dif. Zn	0,1

Acest rezultat reiese din figura 3.18, unde este reprezentată strălucirea B, măsurată în Lambert ($1\ L = 10^4 asb = 0{,}318\ sb$) în funcție de poziția maximului emisiei (lungimea de undă) pentru diode din $GaAs_{1-x}P_x$ dopate cu N (puncte pline) și fără N (cerculețe) [20]. Măsurătorile s-au efectuat la densitatea curentului electric prin diodă de 10 A/cm². Strălucirea, B, este o măsură a răspunsului vizual al radiației emise de către suprafața diodei. Ea este proporțională cu eficiența cuantică externă, η_{ex}, a diodei, cu sensibilitatea, S, a ochiului (a se vedea paragraful 3.6), și se evaluează din relația

$$B = 1150\ \eta_{ex} S J A_j / \lambda A_s, \qquad (3.25)$$

unde λ este lungimea de undă a radiației emise (în μm), J — densitatea curentului care trece prin joncțiune (în A/cm²), S — sensibilitatea luminoasă a ochiului care este reprezentată în figura 3.19 și are valoarea maximă, de 680 lm/W, la lungimea de undă de 555 nm (culoarea verde), A_j — aria joncțiunii $p-n$ și A_s este aria suprafeței care emite. Răspunsul ochiu-

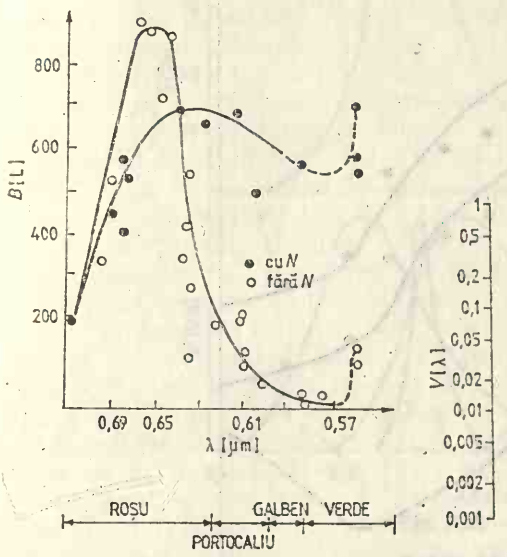


Fig. 3.18

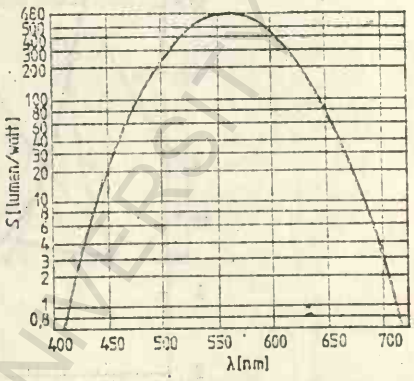


Fig. 3.19

lui omului se întinde pe domeniul 400 nm (violet-ultraviolet); 720 nm (roșu-infraroșu). Raportul A_j/A_s este egal cu unitatea atunci cînd dioda este neîncapsulată. În cazul diodei încapsulate acest raport este mai mic decît unitatea. În general, strălucirea depinde de aria diodei și de curentul electric astfel că pentru compararea valorii acestui parametru pentru diverse diode, el se normează la densitatea, J, a curentului electric. Diodele luminescente utilizate în practică trebuie să aibă $B > 1000$ L la o densitate a curentului de 10 A/cm².

În afară de strălucire, o altă mărime caracteristică a diodelor luminescente este eficiența cuantică care este egală cu raportul dintre numărul de fotoni emiși și numărul de electroni care trec prin diodă. Eficiența cuantică internă, η_i, se evaluează pentru joncțiune iar eficiența cuantică externă, η_e, se evaluează pentru diodă. Avînd în vedere pierderile optice care au loc în semiconductor eficiența externă este totdeauna mai mică decît eficiența internă. De exemplu, η_i, poate să depășească valoarea de 50% η_e este cuprins între 0,1 și 0,7% la temperatura camerei.

În figura 3.20 este reprezentată eficiența cuantică externă în funcție de compoziția x în diode luminescente din $GaAs_{1-x}-P_x$ dopate cu azot; diodă încapsulată (cerculețe pline) și neîncapsulată (cerculețe goale) precum și pentru dioda încapsulată, nedopată cu azot (curba punctată). Un alt material utilizat pentru diode luminescente este GaN care are banda interzisă de 3,4 eV. Se găsește în două stări alotropice: structura wurtzitei cu constantele rețelei $a = 3{,}18$ Å și $c = 5{,}18$ Å [21] și structura cubică cu $a = 4{,}51$ Å. Material de rezistivitate mică s-a obținut numai de

tip n. În diode metal-izolator-GaN de tip n și GAN dopat cu Zn s-a obținut electroluminescență de culori albastră, verde, galbenă și roșie. Culoarea depinde de condițiile de preparare, cum ar fi presiunea parțială

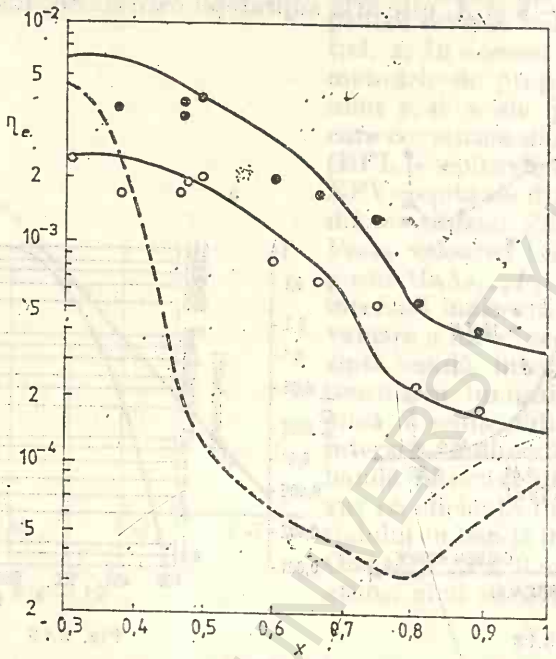


Fig. 3.20

a Zn, durata de creștere și grosimea stratului precum și de sensul polarizării. De exemplu, cînd catodul este polarizat pozitiv se obține lumina de culoare galben și verde iar cînd este polarizat negativ se obține lumină de culoare roșie și albastră. În aceste materiale procesul de electroluminescență constă în excitarea electronilor de pe nivele adînci prin ciocnire și tranziția radiantă a electronilor din banda de conducție pe aceste centre golite. Cînd GaN este dopat cu Mg se obține lumină violetă iar cînd GaN este nedopat și se utilizează ca strat izolator în dioda metal-izolator-semiconductor, Si_3N_4, se obține electroluminescență în ultraviolet. SiC este, de asemenea, un material cu bandă interzisă largă și poate emite în spectrul vizibil. Spre deosebire de GaN se poate obține atît de tip n cît și de tip p și se pot realiza din el joncțiuni $p-n$. Se găsește sub forma cubică, cu $E_g = 2{,}4$ eV, și hexagonală, cu $E_g = 3{,}2$ eV. Materialul de tip n se obține prin dopare cu N iar materialul de tip p se obține prin dopare cu Al. Centre acceptoare care dau nivele adînci, responsabile pentru tranziția luminescentă sînt Be, B, Ga și Sc. Emite în galben cînd este dopat cu B, în albastru cînd este dopat cu Al, în verde cînd este dopat cu Sc și în roșu cînd este dopat cu Be.

În figura 3.21 se reprezintă intensitatea luminii emise de către diodele luminescente din SiC care emit în albastru (curba *1*), în galben (curba*2*) și din GaP care emit în verde (curba 3), în roșu (curba *4*) și din $Ga_{1-x}Al_xAs$ ($x = 0{,}32$) (curba *5*) care emit în roșu. Pentru comparație în partea de

sus a figurii este reprezntată sensibilitatea ochiului omului [223]. Alți compuși binari care prezintă interes în luminescență sînt prezentați în tabela 3.5.

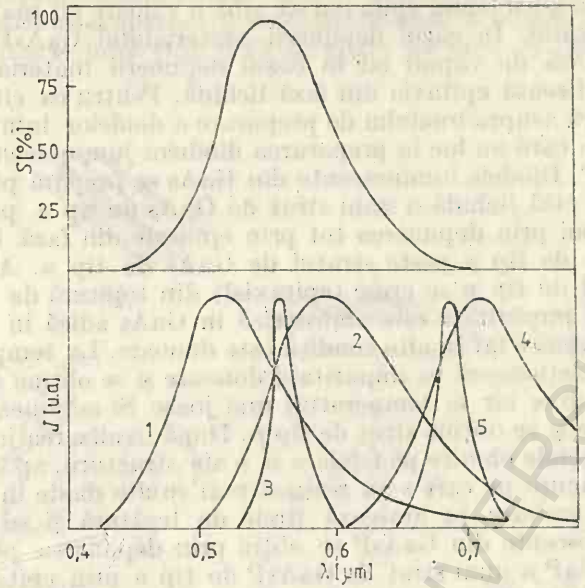


Fig. 3.21

Tabela 3.5

Semiconductori binari compuși

Compusul	E_g[eV]	Bandă	a/c sau a_0 [Å]
AlP	2,43	indirectă	5,463
AlAs	2,16	indirectă	5,661
AlSb	1,6	indirectă	6,138
GaN	3,4	directă	3,18/5,16
GaP	2,25	indirectă	5,449
GaAs	1,43	durectă	5,653
InN	1,7	directă	3,54/5,705
InP	1,28	directă	5,868
InAs	0,36	directă	6,058
ZnO	3,2	directă	3.249/5,206
ZnS-α	3,8	directă	3,814/6,257
ZnS-β	3,6	directă	5,406
ZnSe	2,58	directă	5,667
ZnTe	2,28	directă	6,101
CdS	2,53	directă	4,136/6,713
CdSe	1,74	directă	4,229/7,010
CdTe	1,50	directă	6,477
SiC-α	2,8÷3,2	indirectă	3,082/15,112
SiC-β	2,2	indirectă	4,359

3.4. Prepararea diodelor luminescente

Diodele luminescente se prepară în general prin epitaxie și difuzie. Stratul epitaxial se depune pe un substrat de GaAs, GaP sau Ge, tăiat din monocristal crescut din topitură. Materialul pentru substrat este comercializat

BUJAK CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

sub formă de bare din monocristal cu diametrul de 2 ÷ 4 cm. Substratul se alege în funcție de constanta de rețea a stratului epitaxial pe care dorim să-l depunem și de coeficientul de dilatare termică. Este de dorit ca constanta de rețea a stratului epitaxial să aibă o valoare cît mai apropiată de cea a substratului. În cazul depunerii materialului GaAsP se utilizează epitaxia din fază de vapori iar în cazul depunerii materialelor GaAs și AlGaAs se utilizează epitaxia din fază lichidă. Pentru ca cititorul să aibă o idee mai clară asupra modului de preparare a diodelor luminescente enumerăm etapele care au loc la prepararea diodelor luminescente din GaAs, GaAsP și GaP. Diodele luminescente din GaAs se prepară prin depunerea epitaxială din fază lichidă a unui strat de GaAs de tip n pe un substrat de GaAs și apoi prin depunerea tot prin epitaxie din fază lichidă a unui strat de GaAs de tip p peste stratul de GaAs de tip n. Atît stratul de tip n cît și cel de tip p se cresc (epitaxial) din topitură de GaAs dopată cu Si. Această impuritate este amfoterică în GaAs adică în anumite condiții este acceptoare iar în alte condiții este donoare. La temperaturi înalte de creștere Si acționează ca impuritate donoare și se obține strat epitaxial din GaAs de tip n iar la temperaturi mai joase Si acționează ca impuritate acceptoare și se obține strat de tip p. După realizarea joncțiunii $p-n$ se depun contactele ohmice pe fețele p și n ale structurii, apoi se decapează diodele din plăcuța pe care s-au realizat mai multe diode în același timp, se fixează pe ambaze, se atașează firele de legătură și se încapsulează. Diodele luminescente din GaAsP se obțin prin depunerea pe un substrat de GaAs sau GaP a unui strat de GaAsP de tip n prin epitaxie din stare de vapori iar în acesta se realizează regiunea p prin difuzia unei impurități acceptoare, de exemplu zinc. Urmează depunerea contactelor ohmice etc. Pentru difuzia localizată a impurităților acceptoare (atunci cînd una din etapele de preparare se realizează prin difuzie) se utilizează metoda fotorezistului [24]. Contactele ohmice trebuie să aibă o rezistență cît mai mică. Ele trebuie să fie suficient de groase pentru a realiza o robustețe a contactului cu firul de legătură. De obicei se utilizează pentru contact ohmic cu GaAs, GaP, AlGaAs și GaAsP materialul Au—Ni—Ge. Cînd semiconductorii de mai sus sînt de tip p se mai utilizează materialele Au—Zn și Al. O altă metodă de preparare a diodelor luminescente este descompunerea prin descărcare luminescentă. În acest caz un compus volatil este ionizat și descompus prin ciocnire în cîmp electric intens. Ionii rezultați formează un solid amorf care poate fi folosit în această stare sau poate fi cristalizat. Metoda descompunerii prin descărcare luminescentă este nouă și este de mare importanță în viitor pentru realizarea diodelor luminescente cu preț de cost scăzut. Prin descompunerea prin descărcare luminescentă a metiltriclorsilanului se obține SiC în stare amorfă. S-a obținut fotoluminescență, în spectrul vizibil, în SiC amorf [25, 26]. Materialul amorf conține multe defecte, însă hidrogenul reduce legăturile nesatisfăcute și deci reduce numărul de stări vacante, ceea ce face posibil ca materialul să poată fi dopat și să se obțină joncțiuni $p-n$. Din Si amorf s-au obținut diode $p-i-n$ și cu barieră Schottky. Structura diodei poate fi aleasă astfel încît lumina să fie emisă printr-una din fețele mari, paralelă cu joncțiunea (fig. 3.22 *a*); în acest caz dioda se numește cu emisie de suprafață. Un alt tip de structură este cea în care lumina este emisă prin fețele perpendiculare pe joncțiune (fig. 3.22 *b*); aceasta se numește structură cu emisie la margini. Se realizează și structuri care emit prin toate fețele; ele au dimensiuni mici și se introduc într-o cavitate care captează radiația emisă

și formează o imagine rectangulară. Asemenea structuri se numesc structuri cu emisie în cavitate (fig. 3.22 *c*) [26]. În cazul diodelor luminescente cu emisie de suprafață aria contactului pe această suprafață joacă un mare rol asupra distribuției spațiale a intensității luminii emise. Cînd contactul ocupă o arie foarte mică (fig. 3.23 *a*), apare un cerc cu luminozitate ma

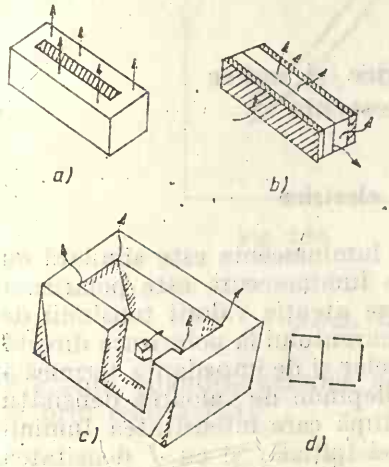


Fig. 3.22

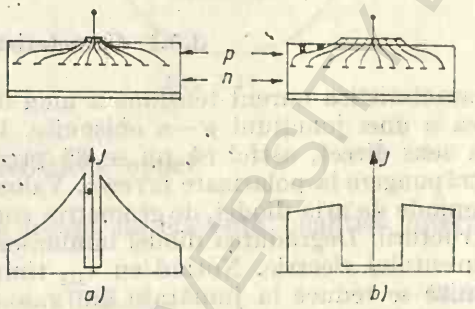


Fig. 3.23

mare în jurul contactului și spre margini intensitatea luminii este mai slabă. Dimpotrivă, dacă contactul ocupă o suprafață mare lumina emisă este distribuită uniform pe suprafață (fig. 3.23*b*), însă intensitatea totală a luminii emise este mai mică decît în cazul reprezentat în figura 3.23 *a*. Aceste stări de fapt sînt o consecință a distribuției liniilor de cîmp electric în probă, reprezentată în figura 3.23 partea de sus. Se observă că în cazul reprezentat în figura 3.23 *b* distribuția cîmpului este uniformă. În aplicațiile numerice se utilizează de obicei sisteme de afișaj cu 7 segmenți, dispuși ca în figura 3.22 *d*. Fiecare segment conține una din structurile reprezentate în figura 3.22 *a*, *b*, *c*. Cei 7 segmenți pot fi realizați în același timp pe un substrat comun. Un caz interesant este cel al structurii reprezentată în figura 3.24, care constă dintr-o diodă luminescentă din GaAs : Si, acoperită cu un luminofor dopat cu pămînturi rare [27]. Într-o asemenea structură, un foton cu energia în domeniul infraroșu emis de către dioda luminescentă excită atomul de pămînt rar (de exemplu, de Gadoliniu) pe un nivel excitat (2) și absorbția unui al doilea foton excită mai departe acest atom pe nivelul excitat (3). Revenirea atomului la starea inițială se face prin emisia unui foton de energie mai mare, din spectrul vizibil. Se obține în acest mod conversia radiației infraroșii în radiație vizibilă. Deoarece procesul de conversie este un proces în două trepte (și chiar în

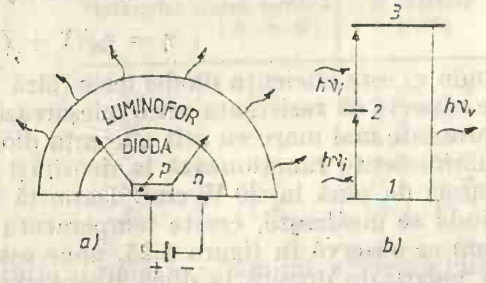


Fig. 3.24

trei trepte în unele cazuri) intensitatea radiației emise în vizibil este proporțională cu puterea a doua (sau a treia) a intensității radiației infraroșii emise de către dioda luminescentă. De aceea pentru ca structura diodă-luminofor să funcționeze cu eficiență mare este necesar ca prin dioda luminescentă să treacă curenți de intensitate mare, ceea ce necesită, datorită încălzirii dispozitivului, funcționarea în impulsuri.

3.5. Caracteristicile electrice și optice ale diodelor luminescente

3.5.1. Caracteristicile electrice

Caracteristica curent-tensiune a unei diode luminescente este similară cu cea a unei joncțiuni $p-n$ obișnuite. Dioda luminescentă este polarizată în sens direct, astfel că nu se dă prea mare atenție valorii tensiunii de străpungere la polarizare inversă. Valoarea curentului la polarizare directă depinde de aria diodei, de geometria contactelor și de impedanța termică a structurii. Degradarea diodei luminescente depinde de valoarea densității curentului electric. Notînd cu $\tau_{1/2}$ timpul după care intensitatea luminii emise se reduce la jumătate din valoarea ei inițială, și cu J densitatea curentului electric la care funcționează dioda, este îndeplinită relația $\tau_{1/2} \sim \sim 1/J$. Un rol important asupra eficienței diodei îl are rezistența serie, care se datorează volumul semiconductorului și contactelor. În diodele luminescente realizate din semiconductori III—V cu bandă interzisă directă rezistența serie are valoarea cuprinsă între 1 și 3 Ω pe cînd în cele realizate din semiconductori III—V cu bandă interzisă indirectă, datorită valorii mici a mobilității purtătorilor de sarcină și contactelor mai puțin ohmice, rezistența serie are valori mai mari, aproximativ 10 Ω. Tensiunea totală V aplicată se divide în două : o parte, V_j, cade pe joncțiune iar cealaltă parte cade pe rezistența serie astfel că $V = V_j + IR_s$, unde I este intensitatea curentului electric. Eficiența diodei este dată de relația

$$\eta = \eta_0/(1 + IR_s/V_j), \tag{3.26}$$

unde η_0 este eficiența diodei ieale (fără rezistență serie). Din relația (3.26) se observă că rezistența serie micșorează eficiența diodei. Cu cît rezistența serie este mai mare cu atît eficiența diodei este mai mică. Diodele electroluminescente funcționează la densități de curent de pînă la 10 A/cm² și puteri de pînă la 20 W/cm². Datorită densității mari de putere dispată dioda se încălzește, crește temperatura și scade eficiența de emisie. Așa cum se observă în figura 3.25, unde este reprezentată caracteristica $I-V$ la polarizare directă la două temperaturi diferite ($T_2 > T_1$), cu creșterea temperaturii scade căderea de tensiune pe joncțiune. Pentru a evita distrugerea diodei (prin topire), aceasta se fixează pe un radiator, așa cum se reprezintă în figura 3.26. La alegerea materialului din care este confecționat radiatorul trebuie să se aibă în vedere nu numai ca acesta să aibă conductivitate termică mare ci să aibă și coeficientul de dilatare foarte apropiat de cel al semiconductorului. Astfel, deși cum rezultă din tabela 3.6 unii conductori ca Cu și Al au conductivitate termică mare, ei au coeficientul de dilatare mai mare decît al semiconductorilor, ceea ce face să se

folosească ca radiator un material cu conductivitate termică mai slabă cum ar fi molibdenul dar care are coeficientul de dilatare apropiat de al semiconductorilor [27].

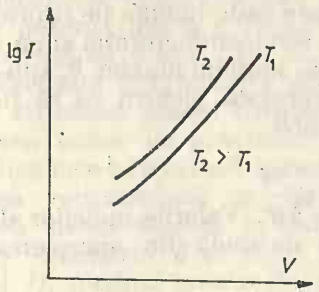


Fig. 3.25

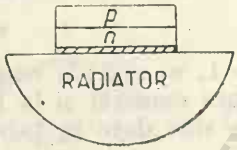


Fig. 3.26

3.5.2. Caracteristicile optice

Eficiența cuantică externă η_e este legată de eficiența cuantică internă η_i prin relația [28]

$$\eta_e = \eta_i/(1 + \alpha V/TA), \tag{3.27}$$

unde α este coeficientul mediu de absorbție în materialul din care este confecționată structura, T — coeficientul mediu de transmisie a luminii prin suprafață, V — volumul diodei și A — aria prin care se emite lumina.

Tabela 3.6

Coeficientul de dilatare termică liniară și conductivitatea termică pentru unele materiale la temperatura camerei

Materialul	Conductivitatea termică [W/cm K]	Coeficientul de dilatare [K^{-1}]	Materialul	Conductivitatea termică [W/cm K]	Coeficientul de dilatare [K^{-1}]
Ge	0,61	$5,7 \cdot 10^{-6}$	Ag	4,2	$1,9 \cdot 10^{-5}$
Si	1,41	$2,3 \cdot 10^{-6}$	Al	2	$2,3 \cdot 10^{-5}$
GaAs	0,46	$6 \cdot 10^{-6}$	Au	3	$1,4 \cdot 10^{-5}$
GaP	0,77	$5 \cdot 10^{-6}$	Cu	3,9	$1,7 \cdot 10^{-5}$
ZnSe	0,19	$7 \cdot 10^{-6}$	Mo	1,5	$4,9 \cdot 10^{-6}$
CdTe	0,18	$5 \cdot 10^{-6}$	W	1,8	$4,3 \cdot 10^{-6}$

Datorită proceselor de absorbție și reflexie a luminii, eficiența cuantică externă este de 50÷100 ori mică decît eficiența cuantică internă. Este natural să existe asemenea situație deoarece lumina emisă în regiunea joncțiunii $p-n$ trebuie să parcurgă un anumit drum pînă iese la suprafața dispozitivului. Datorită proceselor de absorbție, intensitatea luminii emise prin suprafață scade cu adîncimea, d, a joncțiunii față de această suprafață. Reducerea coeficientului de absorbție se poate obține în mai multe feluri: prin realizarea stratului absorbant cît mai subțire, prin prepararea sa dintr-un material cu bandă interzisă mai largă decît a materialului care

BCU CLUJ / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

emite, prin micșorarea concentrației purtătorilor liberi, prin generarea de radiație cu energie mai mică decît lărgimea benzii interzise. O altă problemă este cea a transmisiei radiației la suprafața dispozitivului. Transmisia depinde de indicii de refracție, al semiconductorului și al mediului care-l înconjoară, precum și de unghiul sub care cade lumina pe suprafață. Dacă se notează cu n_1 indicele de refracție al semiconductorului și cu n_2 indicele de refracție al mediului care-l înconjoară, unghiul maxim θ_1 sub care poate să cadă lumina față de normala pe suprafață, pentru ca să fie emisă în exterior, se obține din relația lui Snell

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2.$$

Pentru $n_2 = 1$, $n_1 = 3\,;5$, rezultă $\theta_1 = 16°$. Valorile indicilor de refracție la temperatura camerei și la lungimea de undă din apropierea marginii de absorbție sînt date în tabela 3.7.

Tabela 3.7

Valorile indicilor de refracție pentru unii semiconductori

CdS	2,3	InP	3,4
CdSe	2,5	ZnSe	2,3
CdTe	2,7	ZnSe	2,4
GaP	3,4	ZnTe	2,7
GaAs	3,5		

În figura 3.27 este reprezentat mersul razelor printr-o joncțiune plană. Considerînd mediul înconjurător aerul, $n_2 = 1$ și $n_1 = n$ transmisia la incidență normală pe interfața semiconductor-aer este dată de relația

$$T = 1 - \left(\frac{n-1}{n+1}\right)^2 = \frac{4n}{(n+1)^2}.$$

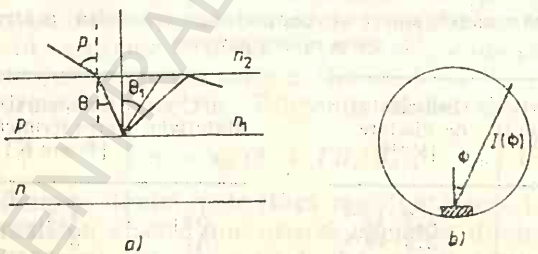


Fig. 3.27

Dacă se notează cu P_0 puterea emisă de unitatea de arie de joncțiune, atunci puterea care cade pe o suprafață cuprinsă în conul dat de unghiul critic θ_1 se obține din relația

$$P_1 = \frac{P_0 \int_0^{\theta_1} \sin \theta d\theta}{2 \int_0^{\pi/2} \sin \theta d\theta} = \frac{P_0(1 - \cos \theta_1)}{2} \simeq \frac{P_0}{4n^2}.$$

Prin urmare, puterea care iese din dispozitiv este

$$P_e = P_1 T \simeq P_0/n(n+1)^2. \tag{3.28}$$

Intensitatea radiației emise normal pe suprafața dispozitivului este legată de puterea totală a luminii emise prin relația $I_0 = P_e/\pi$, iar cea emisă sub unghiul θ este dată de relația $I(\theta) = I_0 \cos\theta$. În figura 3.27 *b* este reprezentată diagrama în coordonate polare a intensității radiației emise de structura plană. Creșterea fracțiunii de putere emisă în afară din puterea emisă de joncțiune se poate realiza într-o structură de formă semisferică reprezentată în figura 3.28. Dacă dioda așezată în centru sferei are diametrul d și sfera are diametrul D, unghiul maxim de incidență la suprafață este dat de arctg (d/D). Ca să nu aibă loc nici o reflexie la această suprafață a luminii emise de către joncțiune este necesar ca sfera să aibă diametrul $D = nd$. În acest caz radiația este emisă aproape izotrop și pentru semisfera considerată se obține

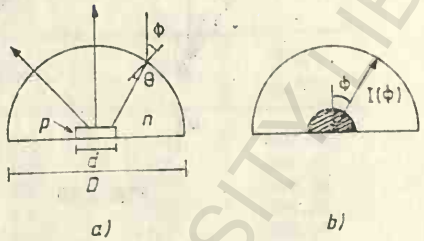
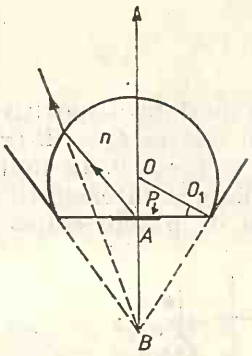


Fig. 3.28

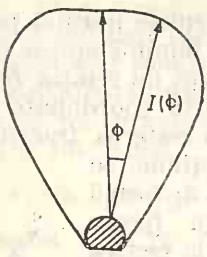
$$P_e = P_0 T/2 = 2n\, P_0/(n+1)^2. \tag{3.29}$$

Puterea emisă în acest caz este de $2n^2$ ori mai mare decît pentru suprafața plană. Intensitatea radiației emise este izotropă și este dată de relația $I_0 = P_e/2\pi$. Un caz interesant îl reprezintă structura sub formă de sferă Weierstrass reprezentată în figura 3.29. Punctul A este așezat la distanța R/n iar punctul B este așezat la distanța nR de centrul sferei de rază R. Ele se numesc puncte conjugate și au proprietatea că o rază care pleacă dintr-unul din aceste puncte apare în exterior că vine din punctul conjugat. Pentru o rază R mare, toate razele luminoase care pleacă din A întîlnesc sfera sub un unghi mai mic decît unghiul critic și deci nu suferă niciuna fenomenul de reflexie totală. Puterea emisă de dispozitiv este dată de relația (3.29)

Intensitatea luminii emise este egală cu puterea împărțită la unghiul solid. Se observă din figura 3.29 că radiația emisă într-o semisferă de către un punct din joncțiune iese în afară într-un con cu unghiul egal cu 2 arc sin$(1/n)$ radiani. Unghiul solid al acestui con este $2\pi[1 - \cos(1/n)] \simeq \pi/n^2$. Prin urmare, intensitatea luminii emise în afară $I_0 = P_e/(\pi/n^2)$ crește de $2n^2$ ori față de cazul structurii semisferice. În practică este dificil să se realizeze forma suprafeței semiconductorului ca cele din figurile 3.28 și 3.29 (unde regiunea n are formă sferică), ci se folosește o diodă de structură plană care se încapsulează într-o rășină transparentă de indice de refracție mare de forma geomerică reprezentată în figura 3.30 *a*. În cele mai multe cazuri capsula este construită dintr-un material plastic sub formă de cilindru terminat la capăt cu o lentilă semisferică, așa cum se reprezintă în figura 3.30 *b*. Caracteristicile optice ale unor diode care emit în vizibil sînt prezentate în tabela 3.8.



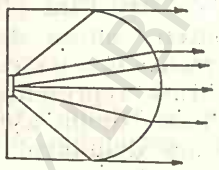
a)



b)

Fig. 3.29

a)



b)

Fig. 3.30

Tabela 3.8

Caracteristicile unor diode emisive în vizibil

Dioda	Culoare	λ_p[nm]	η_e, %	η_L[lm/W]
GaP : Zn, O	roșie	699	15	3
GaP : N	verde	570	0,7	4,2
GaP : NN	galben	590	0,1	0,45
$GaAs_{0.6}P_{0.4}$	roșie	649	0,5	0,38
$GaAs_{0,35}P_{0,65}$: N	portocaliu	632	0,5	0,95
$GaAs_{0.15}P_{0,85}$: N	galben	589	0,2	0,9
$Ga_{0.7}Al_{0,3}As$	roșie	675	1,3	0,45
$In_{0,42}Ga_{0,58}P$	chihlimbar	617	0,1	0,28
SiC	galben	590	0,003	0,01
GaN	albastru	440	0,005	
GaN	verde	515	0,1	
GaAs : Si cu luminoforul $YF_3 : Y_b : E_r$	verde	550	0,1	0,6
GaAs : Si cu luminoforul YF_3 : Yb : In	albastru	470	0,01	0,006
ZnSe	galben	590	0,1	

unde η_e este eficiența cuantică externă și η_L — eficiența luminoasă.

3.6. Caracterizarea radiației emise

Radiația emisă de către o diodă luminescentă se caracterizează prin fluxul total radiant, Φ_R, care se măsoară în Watt sau prin fluxul total luminos Φ_L, care se măsoară în lumeni. Fluxul este prin definiție raportul dintre energia radiației și timp (adică este rata de curgere a energiei radiante Q). Energia radiantă Q_R se măsoară în joule iar energia luminoasă Q_L se măsoară în lumen × oră (lm × t). Raportul dintre fluxul luminos $\Phi_L(\lambda)$

și fluxul radiant $\Phi_R(\lambda)$ pentru o radiație monocromatică de lungime de undă λ se numește echivalent fotometric al radiației monocromatice

$$K(\lambda) = \Phi_L(\lambda)/\Phi_R(\lambda)$$

și se măsoară în lm/W. Valorile lui $K(\lambda)$ sînt prezentate în tabela 3.9.

Tabela 3.9

Valorile sensibilității relative a ochiului omului, $V(\lambda)$, și a echivalentului fotopic al radiației, $K(\lambda)$

λ[nm]	$V(\lambda)$	$K(\lambda)$ [lm/W]	λ[nm]	$V(\lambda)$	$K(\lambda)$ [lm/W]
380	0,00004	0,0272	570	0,952	647,36
400	0,0004	0,272	580	0,87	591,6
410	0,0012	0,816	590	0,757	514,76
420	0,004	2,72	600	0,631	429,08
430	0,116	7,89	610	0,503	342,04
440	0,023	15,64	620	0,381	259,08
450	0,038	25,84	630	0,265	180,2
460	0,06	40,8	640	0,175	119
470	0,091	61,88	650	0,107	72,76
480	0,139	94,52	660	0,061	41,48
			670	0,032	21,76
490	0,208	141,44	680	0,017	11,56
500	0,323	219,64	690	0,0082	5,576
510	0,503	342,04	700	0,0041	2,788
520	0,710	482,8	710	0,0021	1,428
530	0,862	586,16	720	0,00105	0,714
540	0,954	648,72	730	0,00052	0,3536
550	0,995	676,6	740	0,00025	0,17
555	1	680	750	0,00012	0,081
560	0,995	676,6	760	0,00006	0,0408

În aceeași tabelă sînt prezentate și valorile sensibilității fotopice relative a ochiului omului, $V(\lambda)$. Aceste două mărimi sînt reprezentate grafic în figura 3.19. Menționăm că mărimea $K(\lambda)$ se mai numește și sensibilitatea (absolută) ochiului omului și se notează cu litera S.

În radiometrie se utilizează următoarele mărimi:

1. Fluxul radiant, $\Phi_R = \mathrm{d}Q_R/\mathrm{d}t$, se măsoară în W. În multe cazuri este denumit putere radiantă și se notează cu P.

2. Emitanța, $M_R = \mathrm{d}\Phi_R/\mathrm{d}A$, este fluxul emis de către unitatea de arie de suprafață emisivă; se măsoară în (W/m^2).

3. Intensitatea radiantă, $I_R = \mathrm{d}\Phi_R/\mathrm{d}\omega$, este raportul dintre fluxul radiant și unghiul solid sub care vede sursa observatorul; se măsoară în watt pe steradian (W/Sr). Cînd sursa este punctuală, $I_R = \Phi_R/4\pi$.

4. Radianța, $L_R = (\mathrm{d}I_R/\mathrm{d}A)\ (1/\cos\theta)$, este fluxul radiant pe unitatea de unghi solid, pe unitatea de arie emisivă sub un unghi θ față de normala la suprafață; se măsoară în (W/$S_r \cdot$ m^2).

5. Iradianța, E_R, este raportul dintre fluxul radiant și aria suprafeței detectorului. Există relația $E_R = I_R/d^2$, unde d este distanța de la sursă la detector, perpendiculară pe suprafața acestuia din urmă. Se măsoară în (W/m^2).

În fotometrie se utilizează următoarele mărimi:

1. Fluxul luminos, $\Phi_L = \mathrm{d}Q_L/\mathrm{d}t$, este rata de transport a energiei luminoase; Q_L se măsoară în lumeni (lm).

2. Intensitatea luminoasă, $I_L = \mathrm{d}\Phi_L/\mathrm{d}\omega$, este fluxul pe unitatea de unghi solid de la o sursă îndepărtată; se măsoară în candele (Cd) sau în (lm/Sr). Această noțiune s-a introdus deoarece modul în care ochiul omenesc percepe radiația emisă depinde nu numai de flux ci și de dimensiunile sursei. Dacă unghiul sub care vede un observator normal o sursă este de două minute, aceasta apare ca sursă punctuală. Pentru o sursă cu diametrul de 0,38 mm aceasta înseamnă că ochiul observatorului se găsește la o distanță de 61 cm față de sursă.

3. Excitanța luminoasă, $M_L = \mathrm{d}\Phi_L/\mathrm{d}A$, este fluxul pe unitatea de arie a suprafeței emisive; se măsoară în $(\mathrm{lm/m^2})$.

4. Iluminarea, E_L, este raportul dintre fluxul luminos și aria suprafeței detectorului. Există relația $E_L = I_L/d^2$, unde d este distanța de la sursă la suprafața detectorului, perpendiculară pe aceasta. Se măsoară în lumeni pe $\mathrm{m^2}$ sau în lux (lx). Există următoarele relații între diversele unități de măsură pentru iluminare: $1\ \mathrm{lux} = 1\ \mathrm{lm/m^2} = 9{,}3 \cdot 10^{-3}$ ftcandele (footcandele) $= 10^{-4}$fot; $1\ \mathrm{fot} = 1\ \mathrm{lm/cm^2} = 9{,}3 \cdot 10^{2}$ ftcandele $= 10^4$ lx; 1 footcandelă $= 1\ \mathrm{lm/ft^2} = 10{,}76 \cdot 10^{-4}$fot $= 10{,}76$ lux.

5. Strălucirea sau luminanța, $B = (\mathrm{d}I_L/\mathrm{d}\omega)(\cos\theta)^{-1}$, este fluxul pe unitatea de unghi solid, pe unitatea de arie de suprafață emisivă sub unghiul θ față de normala la suprafață; se măsoară în candele pe metru pătrat $(\mathrm{cd/m^2})$ sau nit (nt).

Există următoarele relații între diversele unități de măsură ale strălucirii: 1 Lambert (Lb) $= (1/\pi)\mathrm{Cd/m^2} = 9{,}29 \cdot 10^2$ ft · lambert $= 0{,}318$ Stilb (sb); 1 footlambert $= (1/\pi)\mathrm{Cd/ft^2} = 1{,}1 \cdot 10^{-3}$ · lambert $= 3{,}43 \cdot 10^{-4}$ stilb; 1 Stilb $= 1\ \mathrm{cd/cm^2} = 2{,}919 \cdot 10^3$ ft lambert $= \pi$ lambert; 1 Nit $=$ $= 1\ \mathrm{Cd/m^2} = 0{,}2919$ ft lambert $= \pi \cdot 10^{-4}$ lambert.

Pentru o diodă luminescentă se mai definesc eficiența de putere η_P și eficiența luminoasă η_L. Eficiența de putere este definită prin relația

$$\eta_P = \frac{\text{Puterea optică la ieșire}}{\text{Puterea electrică la intrare}} = \eta_e \frac{\int_0^d P(\lambda)\,\mathrm{d}\lambda}{qV}, \tag{3.30}$$

unde η_e este eficiența cuantică externă, $P(\lambda)$ — puterea radiantă a diodei polarizată la tensiunea directă V. Pentru diodele care emit în vizibil se introduce noțiunea de eficiență luminoasă care leagă emisia diodei de răspunsul spectral al ochiului omului.

Răspunsul spectral relativ al ochiului omenesc se numește și funcție de luminozitate, relativă, și se notează cu $V(\lambda)$. Ea are valoarea maximă, așa cum reiese din figura 3.19 și tabela 3.9, la $\lambda = 555$ nm. η_L pentru un spectru oarecare se definește prin relația

$$\eta_L = 680 \frac{\int_0^\alpha V(\lambda)\,P(\lambda)\,\mathrm{d}\lambda}{\int_\alpha^\alpha P(\lambda)\,\mathrm{d}\lambda}\ \text{lumen/Watt}. \tag{3.31}$$

Pentru o diodă luminescentă

$$\eta_L = \frac{\text{Puterea de ieșire în lumeni}}{\text{Puterea electrică de la intrare}}. \qquad (3.32)$$

3.7. Măsurarea parametrilor caracteristici

3.7.1. Măsurarea fluxului total

Pentru măsurarea fluxului total se utilizează un fotometru integrator care constă dintr-o sferă cu diametrul de 15÷30 cm acoperită în interior cu o vopsea care difuzează lumina uniform și neselectiv. Dioda luminescentă se fixează în interiorul sferei cît mai aproape de centrul acesteia și între ea și detector se așează un ecran de dimensiuni atît de mici încît pe detector să nu cadă lumina direct de la sursă. Detectorul fixat pe peretele sferei (fig. 3.31) are o fereastră construită dintr-un material difuzant (de lumină). Se folosesc detectori fotovoltaici din siliciu sau seleniu, ori fotomultiplicatori. Din fluxul total, Φ, emis de sursă cade pe unitatea de suprafață din sferă cantitatea

$$E = \frac{R}{1-R} \cdot \frac{\Phi}{4\pi r^2}, \qquad (3.33)$$

care reprezintă fluxul dat de lumina reflectată de restul sferei. R este coeficientul de reflexie și r este raza sferei. Avînd detectorul etalonat se determină din răspunsul acestuia E și din ecuația (3.33) fluxul total Φ. Sfera se calibrează, de asemenea, cu o lampă al cărei flux total este cunoscut, de exemplu, un bec cu filament de tungsten.

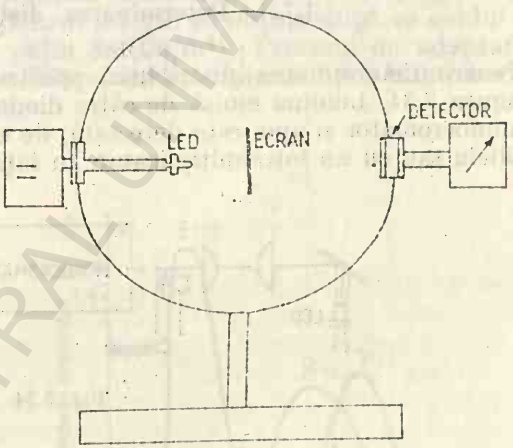


Fig. 3.31

3.7.2. Măsurarea intensității luminii emise

Pentru măsurarea intensității luminii emise pe direcția axială se utilizează instalația din figura 3.32. Ea constă dintr-o cutie lungă de 10÷15 cm, acoperită în interior cu vopsea neagră; are fixată la un capăt dioda lumi-

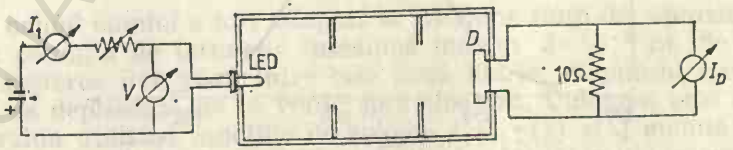


Fig. 3.32

nescentă iar la celălalt capăt detectorul. Detectorul este în prealabil calibrat și cunoscînd răspunsul său în funcție de iluminarea E se determină intensitatea I_L a luminii emise din relația $E = I_L/d^2$, unde d este distanța dintre dioda luminescentă și detector. Pentru determinarea distribuției unghiulare a luminii emise se rotește dioda luminescentă în timp ce detectorul se menține în poziție fixă și se determină intensitatea luminii pentru diverse poziții (unghiuri). Cel mai comod este să se rotească dioda luminescentă cu o viteză constantă cu ajutorul unui motor și să se înregistreze răspunsul detectorului cu ajutorul unui inscriptor, așa cum se reprezintă în montajul experimental din figura 3.33.

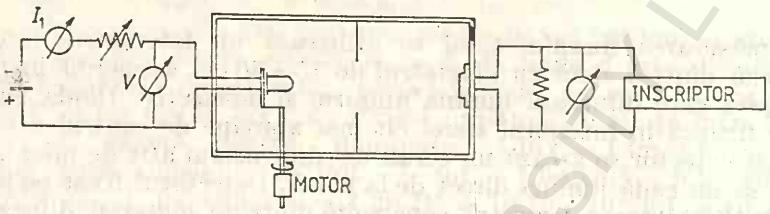


Fig. 3.33

3.7.3. Determinarea distribuției spectrale

Pentru determinarea distribuției spectrale se utilizează instalația din figura 3.34. Lumina emisă de către dioda luminescentă pătrunde într-un monocromator și apoi este detectată, de exemplu, cu o diodă $p-i-n$ din siliciu sau cu un fotomultiplicator. În fața detectorului se așează un filtru

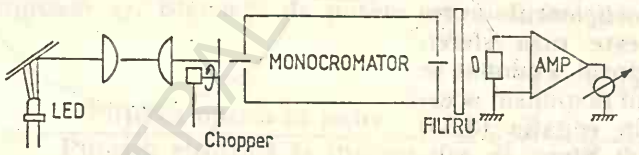


Fig. 3.34

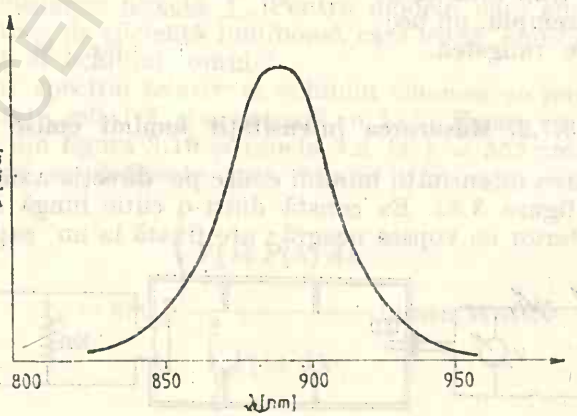


Fig. 3.35

special pentru ca răspunsul său să fie uniform. Monocromatorul se etalonează cu ajutorul unei lămpi de sodiu care dă două linii intense foarte apropiate între ele la 5890 Å și 5896 Å. Un exemplu de distribuție spectrală obținut pentru o diodă luminescentă din GaAs/AlGaAs este reprezentat în figura 3.35. Lărgimea liniei (măsurată în punctele în care intensitatea luminii emise se reduce la jumătate) este de aproximativ 40 nm. Lărgimea liniei depinde de tipul diodei luminescente (joncțiune, heterojoncțiune etc.). În mod obișnuit, pentru diodele luminescente în infraroșu lărgimea liniei este cuprinsă între 20 și 60 nm.

3.7.4. Determinarea culorii luminii emise

Percepția culorii se face cu ajutorul conurilor din retina ochiului iar nivelurile foarte joase ale iluminării se percep cu ajutorul bastonașelor. Minimul de sensibilitate este de 60 de cuante de culoare verde-albastru (510 nm) care cad pe cornee [30]. Orice nuanță de culoare poate fi obținută prin combinarea culorilor roșu, verde și albastru.

Sensibilitatea spectrală a ochiului depinde dacă percepția se face cu ajutorul conurilor sau cu ajutorul bastonașelor. Răspunsul ochiului cu ajutorul conurilor se numește răspuns fotopic iar cu ajutorul bastonașelor se numește răspuns scotopic. Sensibilitatea ochiului în cele două cazuri este reprezentată în figura 3.36. Răspunsul fotopic se obține după ce ochiul a fost adaptat la o lumină de cel puțin 3nt(Cd/m²). Procesul de adaptare durează aproximativ două minute. Răspunsul scotopic se obține la întuneric

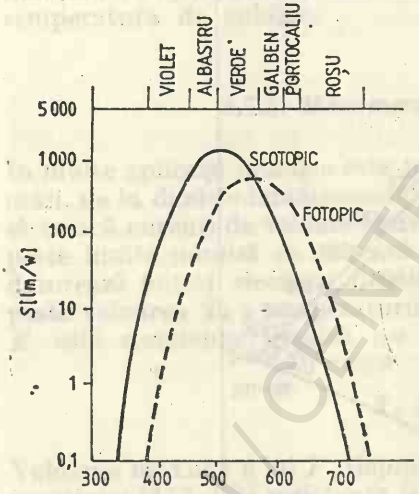


Fig. 3.36

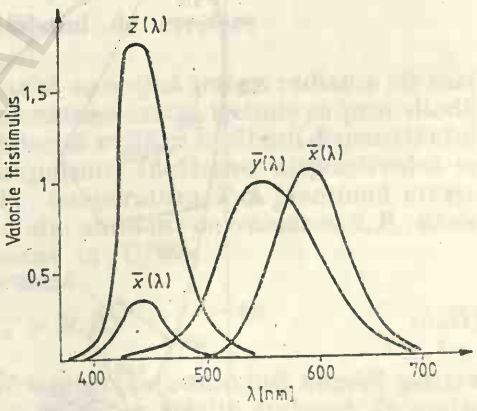


Fig. 3.37

după ce ochiul omului a fost adaptat la întuneric timp de aproximativ 45 minute; condiția de întuneric înseamnă maxim $3 \cdot 10^{-5}$ nt. Se observă că, cu creșterea iluminării între cele două limite, răspunsul spectral al ochiului se deplasează de la verde spre albastru. Culoarea unei surse se poate evalua utilizînd funcțiile de culoare $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$, $\bar{z}(\lambda)$ numite și tristimulus, reprezentate în figura 3.37, stabilite de către Comisia internațională

de iluminare. Curba $\bar{y}(\lambda)$ este normată la valoarea corespunzătoare lungimii de undă de 550 nm și reprezintă de fapt răspunsul fotopic al ochiului. Coordonatele tristimulus X, Y, Z ale unei surse cu fluxul spectral radiant total $\Phi(\lambda)$ sînt date de expresiile

$$X = \int_0^\infty \Phi(\lambda)\bar{x}(\lambda)\mathrm{d}\lambda,\ Y = \int_0^\infty \Phi(\lambda)\bar{y}(\lambda)\mathrm{d}\lambda,\ Z = \int_0^\infty \Phi(\lambda)\bar{z}(\lambda)\mathrm{d}\lambda. \quad (3.34)$$

Coordonatele cromatice se calculează din relațiile

$$x = \frac{X}{X+Y+Z},\ y = \frac{Y}{X+Y+Z},\ z = \frac{Z}{X+Y+Z}, \quad (3.35)$$

unde X, Y, Z sînt date de relațiile (3.34) pentru o sursă nemonocromatică iar pentru o sursă monocromatică sînt valorile citite pe curbele din figura 3.37 la lungimea de undă respectivă. Coordonatele cromatice sînt definite astfel încît $x + y + z = 1$. Această relație arată că este suficient să identificăm numai două din coordonate, de exemplu, x și y, cealaltă coordonată fiind apoi ușor determinată. Astfel, harta de culoare se reprezintă proiectată în spațiul cu două dimensiuni în planul xy. Harta standard de culoare este reprezentată în figura 3.38. Pe diagramă sînt delimitate regiunile care

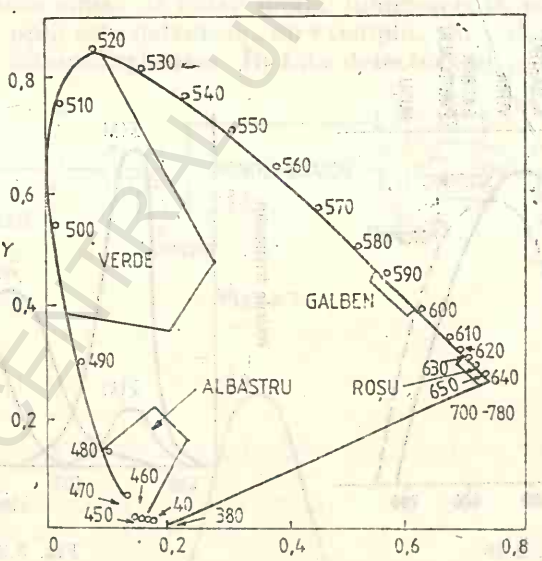


Fig. 3.38

corespund semnalelor de culoare roșie, galbenă, verde și albastră. Culoarea luminii emise se poate determina prin mai multe metode : cu ochiul liber, după distribuția spectrală sau printr-o metodă tristimulus cu filtre [31]. Metoda perceperii cu ochiul liber este cea mai rapidă însă cea mai puțin exactă deoarece perceperea nuanței culorii poate diferi de la om la om.

Metoda distribuției spectrale constă în măsurarea fluxului emis pe intervale $\delta\lambda$, care depind de lărgimea fantei monocromatorului și determinarea coordonatelor tristimulus din relațiile

$$X = \Sigma\Phi(\lambda)\bar{x}(\lambda)\delta\lambda,\ Y = \Sigma\Phi(\lambda)\bar{y}(\lambda)\delta\lambda,\ Z = \Sigma\Phi(\lambda)\bar{z}(\lambda)\delta\lambda, \qquad (3.36)$$

în care sumarea se face pe domeniul vizibil. Calibrarea instalației se face cu ajutorul unei lămpi a cărei distribuție spectrală este cunoscută, de exemplu un bec de wolfram. Se determină coordonatele cromatice x, y, z și din diagrama din figura 3.38 se determină culoarea. În metoda tristimulus se înregistrează lumina emisă cu ajutorul a trei detectori, fiecare detector avînd sensibilitatea spectrală corespunzătoare funcțiilor de culoare $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$, $\bar{z}(\lambda)$. Curenții prin fotodetectori sînt proporționali cu coordonatele tristimulus X, Y, Z. Se determină apoi coordonatele cromatice. Dificultatea constă în realizarea unor detectori cu sensibilitate spectrală corespunzătoare funcțiilor de culoare. De obicei acest lucru se realizează prin așezarea în fața detectorilor din siliciu sau seleniu a unor filtre care constă din mai multe strate de sticlă colorată. În încheiere menționăm că se definește și o temperatură de culoare a unei surse care este temperatura pe care trebuie s-o aibă un corp negru pentru a produce aceeași senzație de culoare ca și sursa considerată. Temperatura de culoare nu coincide cu cea a filamentului, diferența dintre ele fiind pînă la 100 K. Pentru multe din lămpile standard temperatura de culoare este în condiții normale de funcționare egală cu 2870 K. În unele cazuri pe sursa de lumină se înscrie temperatura de culoare.

3.7.5. Măsurarea timpului de creștere

În multe aplicații practice este necesar să se obțină puteri radiante cît mai mari, de la diodele luminescente. În asemenea cazuri trebuie ca prin diodă să treacă curenți de valoare mare și datorită evitării încălzirii dispozitivului peste limita admisă se lucrează în impulsuri. Încălzirea dispozitivului se datorează puterii electrice disipate, P_e; temperatura T_j a joncțiunii crește peste valoarea T_a a temperaturii mediului ambiant cu valoarea $R_t P_e$, unde R_t este rezistența termică (se măsoară în °C/W)

$$T_j = T_a + R_t P_e. \qquad (3.37)$$

Valoarea maximă a lui P_e depinde de temperatura maximă admisă pentru joncțiune [11] și de rezistența termică joncțiune-mediu ambiant. În multe cazuri $R_t = 500°$ C/W. $P_e = V \cdot I$, unde V și I sînt tensiunea și curentul la polarizarea directă a joncțiunii. În cazul funcționării în impulsuri, $P_e = \eta VI$, unde η este raportul dintre lărgimea pulsului și perioadă (perioada este egală cu suma dintre lărgimea pulsului și distanța dintre două pulsuri). Dacă $\eta = 1/100$ aceasta înseamnă că în cazul funcționării în impulsuri produsul VI poate să aibă valoarea de 100 ori mai mare decît în cazul funcționării în curent continuu. O problemă care apare în tendința de mărire a lui η este cea a limitării valorii minime a frecvenței f a pulsurilor (f este numărul de pulsuri pe secundă). Valoarea minimă a lui f este frecvența de licărire, adică frecvența peste care dioda emite

lumină de strălucire constantă; sub această frecvență, care este cuprinsă între 8 și 30 pulsuri pe secundă, strălucirea luminii emise apare intermitentă (dioda licărește). Cu ajutorul circuitului reprezentat în figura 3.39 se poate măsura la osilograf tensiunea pe diodă în cazul lucrului în pulsuri și găsi valoarea maximă a tensiunii admise și modificînd frecvența pulsurilor se poate găsi frecvența de licărire. Rezistența R din circuit are valoare mare astfel încît generatorul de pulsuri să funcționeze pentru diodă ca sursă de curent. O altă problemă este legată de timpul de răspuns al diodei luminescente, care se determină din compararea la un osilograf cu două canale a pulsului de intrare cu cel de ieșire. În acest scop se utilizează instalația din figura 3.40. Timpii de răspuns (de creștere) ai diodei și detec-

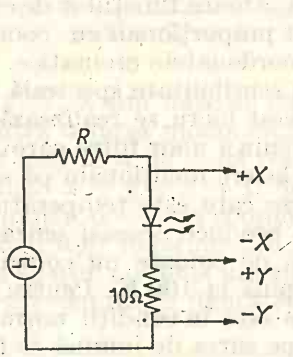


Fig. 3.39

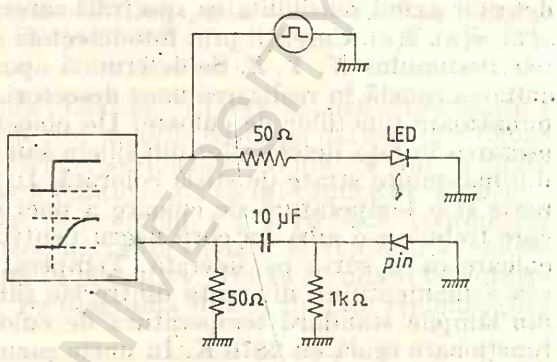


Fig. 3.40

torului sînt în general mai mari decît ai osciloscopului și generatorului, astfel încît aceștia din urmă se pot neglija. Timpul de creștere al sistemului este

$$\tau_S = \sqrt{\tau_L^2 + \tau_D^2}, \tag{3.38}$$

unde τ_L este timpul de răspuns al diodei luminescente și τ_D — timpul de răspuns al detectorului. Dacă detectorul este o fotodiodă $p—i—n$, aceasta are timpul de creștere sub o nanosecundă, astfel că $\tau_S = \tau_L$ și deci din măsurarea lui τ_S rezultă direct valoarea lui τ_L.

3.7.6. Măsurarea rezistenței termice a diodei luminescente

Pentru măsurarea rezistenței termice, definită de ecuația (3.37), trebuie măsurate temperatura joncțiunii T_j, temperatura suportului T_s (în acest caz se determină rezistența termică diodă-suport) precum și puterea disipată. O metodă de măsură este să se traseze grafic variația cu temperatura a poziției maximului emisiei pentru două valori ale curentului electric prin diodă, așa cum se reprezintă în figura 3.41 pentru o diodă luminescentă din AlGaAs : curba *1* pentru un curent de 10 mA și curba *2* pentru un curent de 100 mA [32]. De exemplu, la 20°C găsim că poziția maximului se modifică cu 15 nm cu creșterea curentului prin diodă de la 10 la 100 mA. Din

variația poziției maximului cu creșterea temperaturii cînd prin diodă trece un curent de 10 mA se găsește că aceasta este de 15 nm, pentru o variație a temperaturii de 50°C. Prin urmare $T_j - T_s = 50°C$, atunci cînd curentul electric variază de la 10 la 100 mA. Pentru $V = 1{,}5$ V se obține în acest caz

$$R_t = \frac{T_j - T_s}{P} = \frac{50°C}{1{,}5\,V \cdot 100\,mA} =$$

$$= 330°\,C/W.$$

O altă metodă de măsurare a rezistenței termice a diodelor luminescente este descrisă în [27].

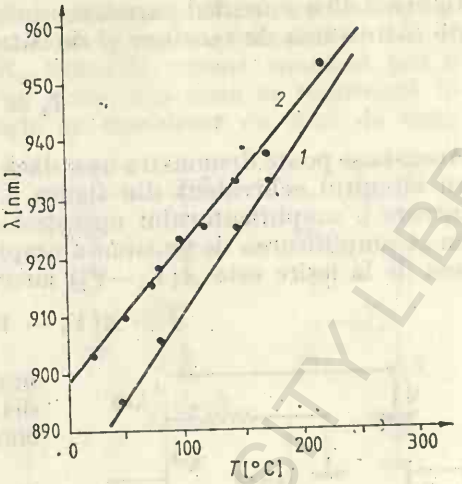


Fig. 3.41

3.8. Aplicații

3.8.1. Circuite de comandă (alimentare) a diodelor luminescente

Pentru ca fluctuațiile tensiunii de alimentare să nu modifice curentul prin dioda luminescentă și deci intensitatea radiației emise, aceasta se alimentează de la o sursă de curent constant. Surse de curent constant se pot realiza cu ajutorul tranzistorilor bipolari sau cu efect de cîmp. În figura 3.42 *b* sînt reprezentate două circuite cu tranzistori, care permit ca dioda să fie alimentată de la o sursă de curent. În figura 3.42 *a* tranzistorul împreună cu sursa de alimentare acționează ca sursă de curent, iar în figura 3.42 *b*

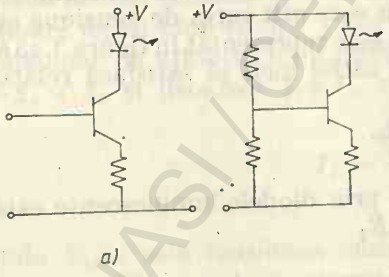


Fig. 3.42

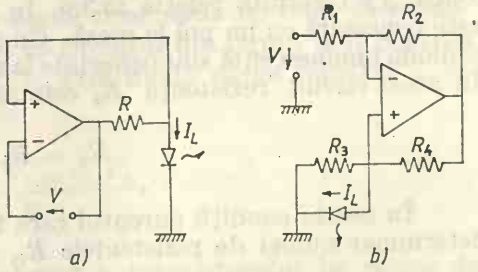


Fig. 3.43

alimentarea diodei luminescente se face de la sursa de alimentare a tranzistorului prin intermediul unui divizor de tensiune. În figura 3.43 se reprezintă două circuite în care dioda luminescentă este conectată la sursa de curent prin intermediul unor amplificatoare operaționale. În circuitul din

BIBLIOTECA CENTRALĂ UNIVERSITY LIBRARY IAȘI

figura 3.43 *a* curentul care trece prin dioda luminescentă este determinat de către sursa de tensiune și de către rezistența R, adică

$$I_L = V/R.$$

Aceasta se poate demonstra ușor dacă se substituie circuitul din figura 3.43*a* cu circuitul echivalent din figura 3.44. Presupunînd că impedanța de intrare a amplificatorului operațional este infinită, $I_1 = I_2 = 0$. Notînd cu A amplificarea de tensiune a amplificatorului la circuit deschis, tensiunea de la ieșire este $A(V_1 - V_2)$ iar curentul prin circuitul de ieșire

$$I = A(V_1 - V_2)/(R + R_s), \tag{3.39}$$

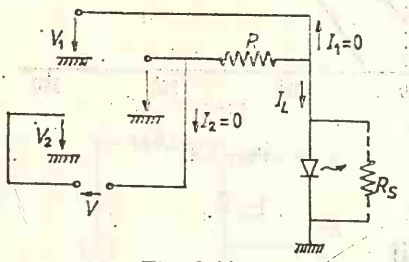


Fig. 3.44

unde R_s este rezistența de sarcină a diodei luminescente. Scriind legea lui Kirchoff pentru cele două ochiuri de rețea

$$V_1 = R_s \cdot I, \quad V_2 = A(V_1 - V_2) - V \tag{3.40}$$

și rescriind relația (3.39) sub forma

$$V_2 = V_1 - (1/A)\,(R + R_s)I, \tag{3.41}$$

din (3.40) și (3.41) se obține

$$V_1 - \frac{1}{A}(R + R_s)\,I = \frac{A}{1+A}V_1 - \frac{1}{1+A}V, \tag{3.42}$$

care introdusă în relația (3.39) dă

$$I\left(R_s - \frac{1+A}{A}R - \frac{1+A}{A}R_s\right) = -V. \tag{3.43}$$

Dacă $A \gg 1$ rezultă relația (3.38). În figura 3.43 *a* sursa de tensiune nu este conectată cu un pol la masă. Un caz în care atît sursa de tensiune cît și dioda luminescentă sînt conectate la masă este reprezentat în figura 3.43 *b*. În acest circuit rezistența R_3 este aleasă astfel încît să satisfacă relația

$$R_3 = R_1R_4/R_2.$$

În aceste condiții curentul care trece prin diodele luminescente este determinat numai de rezistențele R_1, R_2, R_4

$$I_L = -R_2V/R_1R_4.$$

În figura 3.45 sînt reprezentate două circuite de alimentare a diodei de la sursă de curent constant folosind două tranzistoare. În circuitul din figura 3.45 *a* se folosesc tranzistori $p-n-p$ (BC 213) iar în figura 3.45 *b* se folosesc tranzistori $n-p-n$ (BC 183), unde $R_e = 12\ \Omega$ și $R_c = 4{,}7\ \text{k}\Omega$.

Tensiunea V_{bel} de pe tranzistorul T_1, care servește și ca tensiune de referință, este egală cu tensiunea care cade pe rezistența R_e și comandă tranzistorul T_2. Curentul prin diodă este aproximativ egal cu curentul de emitor al tranzistorului T_2, adică $I_L = V_{bel}/R_e$. Surse de curent constant pot fi realizate și cu tranzistori cu efect de cîmp, așa cum se reprezintă în figura 3.46. În figura 3.46 *a* se folosește un tranzistor cu efect de cîmp

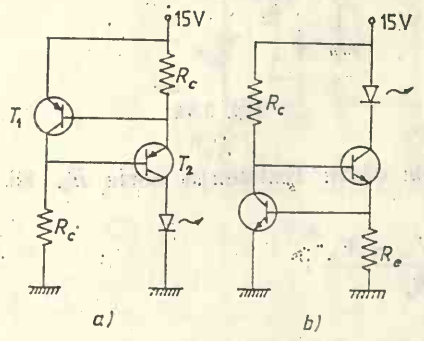


Fig. 3.45

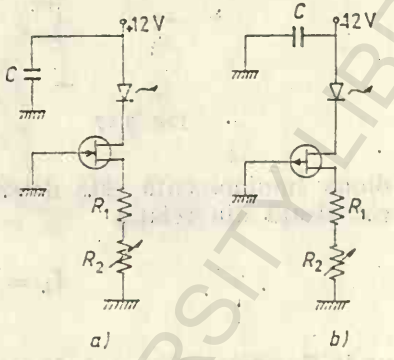


Fig. 3.46

cu canal de tip *n* iar în figura 3.46 *b* se folosește un tranzistor cu efect de cîmp cu canal de tip *p*. Capacitatea $C = 100$ μF și rezistențele au valorile $R_1 = 100\ \Omega$, $R_2 = 250\ \Omega$. Tranzistorul cu efect de cîmp funcționează în regim de saturație. În cazul circuitelor digitale funcționarea diodelor luminescente este comandată cu semnale digitale. În figura 3.47 este reprezentat un circuit de alimentare care poate fi comandat direct de la un circuit logic TTL prin intermediul intrărilor *1* și *2*. Dioda luminescentă se conectează în circuitul de emitor. Dacă notăm cu V_{be} tensiunea emitor-bază pe tranzistor și cu V_L tensiunea pe dioda luminescentă la care funcționează în condiții optime, atunci tensiunea V_b care trebuie să cadă pe bază tranzistorului trebuie să fie $\geq V_L + V_{be}$. Pentru $V_L = 1{,}8$ V și $V_{be} = 0{,}7$ V se obține $V_b \geq 2{,}5$ V. Dacă tensiunea de deschidere a diodelor D este $V_D = 0{,}7$ V, atunci tensiunea corespunzătoare de la una din intrări, de exemplu intrarea *1* este $V_1 = V_b - V_D = 1{,}8$ V. Valoarea acestei tensiuni se află între valorile celor două tensiuni corespunzătoare ieșirii unui circuit TTL, astfel că circuitul din figura 3.47 poate fi comandat cu ajutorul unui circuit TTL. Prin diodă curge curentul $I_L = I_c + I_b$ și deoarece $I_c \gg I_b$, rezultă

$$I_L = \frac{V_0 - V_{ce\,sat} - V_L}{R_c},$$

unde $V_{ce\,sat}$ este tensiunea emitor-colector a tranzistorului în regim de saturație. Elementele de circuit pot avea valorile $R_b = 4$ kΩ, $R_c = 120\ \Omega$ și un tranzistor BC 183. În figura 3.48 este reprezentat cazul în care funcționarea diodei luminescente este comandată direct cu ajutorul unui circuit TTL care poate să furnizeze un curent mare de 40 mA, așa cum sînt circuitele TTL, TTLS, TTLH elaborate de IPRS Băneasa. Curentul prin

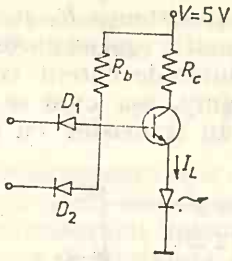


Fig. 3.47

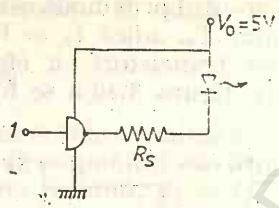


Fig. 3.48

dioda luminescentă este determinat de către rezistența serie R_s. El se calculează din relația

$$I_L = \frac{V_0 - V_i - V_L}{R_s},$$

unde V_0 este tensiunea de la intrare, care este în jur de 5 V, V_i — tensiunea de la ieșirea circuitului logic și V_L — tensiunea pe dioda luminescentă în condiții normale de funcționare. Din relația de mai sus se poate obține valoarea lui R_s din circuit dacă se cunosc celelalte mărimi.

3.8.2. Lămpi indicatoare

Una din cele mai simple aplicații ale diodelor luminescente este ca lămpi indicatoare în circuite sau alte instalații indicînd dacă acestea funcționează sau nu. În această privință ele sînt în competiție cu lămpile cu filament de wolfram. În prezent s-au realizat lămpi indicatoare cu două diode luminescente care emit lumină de culori diferite. În figura 3.49 este reprezentat

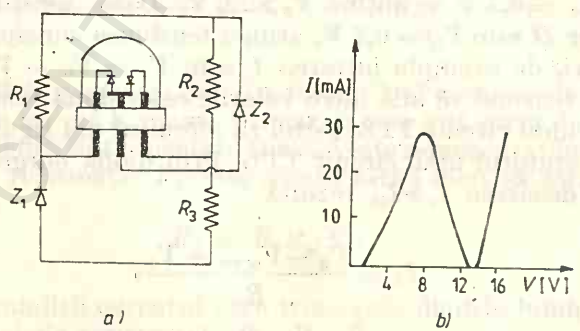


Fig. 3.49

un monitor de tensiune pentru o baterie electrică. O diodă luminescentă indică dacă tensiunea bateriei depășește 13 V iar cealaltă indică dacă tensiunea bateriei scade sub 10 V. Cele două diode luminescente sînt conectate în punte Wheatstone. În circuit sînt incluse și două diode Zener, Z_1

și Z_2. În figura 3.50 este reprezentat un indicator de temperatură. Modificarea temperaturii conduce la modificarea rezistenței R_T a termistorului, la dezechilibrarea punții și la aprinderea unei diode luminescente dacă temperatura variază într-un sens și a altei diode luminescente dacă temperatura variază în sens invers.

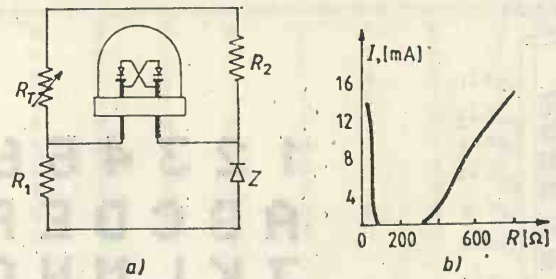


Fig. 3.50

3.8.3. Elemente de afișaj

Diodele luminescente se utilizează ca elemente de afișaj pentru a vizualiza informații, în aplicațiile unde este necesară afișarea unei cantități mai mici de date : calculatoare de buzunar, ceasuri, instrumente digitale de măsură etc. Cînd este necesară afișarea unei cantități mari de date se utilizează tuburile catodice. Cu ajutorul diodelor luminescente se pot afișa cifre și litere. Un element de afișat cifre conține 7 segmente (fig. 3.51), fiecare segment conținînd o diodă luminescentă. Un asemenea element se poate realiza sub forma unui circuit monolitic. Cu un element de 7 segmenți se pot afișa toate cifrele reprezentate în figura 3.52. Dacă de exemplu un instrument digital are 5 digiți vor fi necesare pentru afișaj 5 asemenea elemente de 7 segmenți fiecare. Cu o rețea formată din 35 diode luminescente aranjate într-o matrice 7×5 (Fig. 3.53) se pot afișa atît cifrele cît și literele (fig. 3.54), precum și multe alte simboluri care se utilizează în mod obișnuit. Această rețea de 35 de elemente se utilizează de obicei sub forma unui circuit monolitic, așa cum este reprezentată în figura 3.53. În această figură $C_1 - C_5$ reprezintă conexiunile la regiunile n ale diodelor, respectiv pe fiecare coloană, iar $L_1 - L_7$ reprezintă conexiunile la regiunile p ale diodelor, respectiv, pe fiecare linie a matricei. În afara elementului de afi-

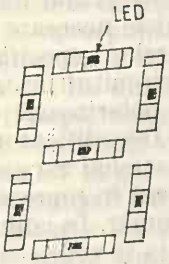


Fig. 3.51

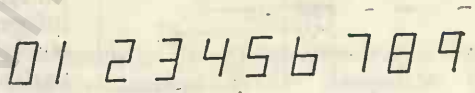


Fig. 3.52

şaj, un alt element important al sistemului de afişaj este circuitul de adresare, care primeşte informaţia în codul binar şi comandă emisia diodelor luminescente corespunzătoare caracterelor ce trebuie vizualizate. Sistemul de

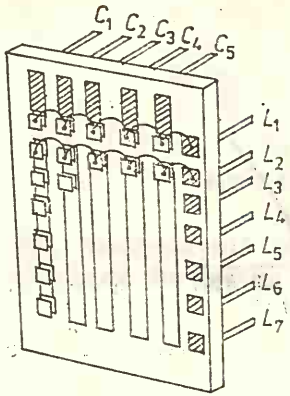


Fig. 3.53

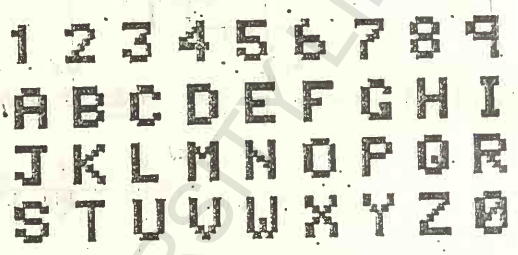


Fig. 3.54

afişaj reprezentat în figura 3.55 converteşte un semnal electronic succesiv în timp (pulsuri) într-un semnal luminos cu distribuţie spaţială, care poate fi vizualizat. Pentru limitarea curentului, între circuitul de adresare şi elementul de afişaj se introduc rezistenţe serie, de valoare mică, aşa cum este reprezentat în circuit. Circuitul de adresare conţine trei părţi. Prima parte este etajul de decodificare a informaţiei binare pentru a identifica caracterul (simbolul) ce trebuie afişat. Al doilea etaj este etajul de codificare sau de generare a caracterelor, care selectează diodele necesare pentru afişarea caracterelor specifice. Al treilea etaj este circuitul de alimentare, cu care se polarizează diodele selectate (driver). Decodificatorul este un circuit combinaţional care extrage informaţia conţinută în reprezentarea electrică a unui număr. În codul zecimal-binar (*BCD*) (a se vedea capitolul Circuite digitale) un număr zecimal are decadele în formă binară. Cifrele 0—9 necesită 4 biţi care dau $2^4 = 16$ combinaţii posibile, dintre care sînt utilizate numai primele 10 (Cifrele de la 0 la 9 se reprezintă printr-un grup de variabile binare denumit cod.). Combinarea celor patru variabile binare, notate *DCBA* pentru a reda cifrele este reprezentată în tabela 3.10, care reprezintă matricea de decodificare.

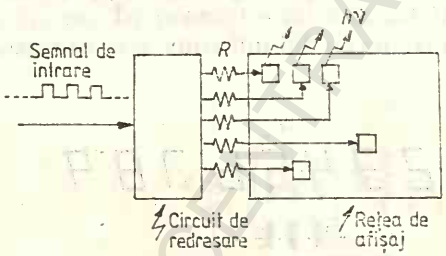


Fig. 3.55

Ieşirile decodificatorului sînt în general porţi TTL. Dacă decodificatorul are ieşirea cu tranzistorul în gol cu proprietăţi speciale pentru comanda diverselor scheme de afişaj, denumirii lui i se adaugă termenul de driver. Circuitul de adresare a unui element de afişaj este un decodificator-driver. Pentru elementele de afişaj cu circuite luminescente se utilizează ca decodificator-driver circuitele integrate SN7446AN (30 V/40 mA la ieşire)

Tabela 3.10

Matricea de decodificare și tabelul de adevăr

z	D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1
3	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1
4	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
5	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
6	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
9	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1

și SN7447AN (15 V/40 mA la ieșire) care au colectorul în gol. În figura 3.56 este repezentat elementul de afișaj cu 7 segmente, împreună cu decodificator-driver. Pentru limitarea curentului se introduc rezistențe serie a 68 Ω fiecare. Punctul zecimal, D.P, de pe elementul de afișaj poate fi controlat cu ajutorul unui comutator care poate fi o poartă normală sau inversoare. Decodificator-driverul are în afară de terminalele de intrare *ABCD* și de ieșirile corespunzătoare celor 7 segmenți *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *g* și alte terminale. Una din ele este intrarea LT (lampă testare) cu care se testează elementul de afișaj. Cînd terminala LT se găsește la nivel coborît și intrarea BI(Blanking Input) nu se găsește la nivel coborît, elementul de afișaj trebuie să indice cifra 8, adică toate cele 7 segmente trebuie să fie iluminate. Ștergerea (blanking out) caracterelor înscrise se face atunci cînd intrarea RBI (Ripple Blanking Input) și toate intrările *A*, *B*, *C*, *D* se află la nivel coborît; în acest caz toți tranzistorii de la ieșire sînt conectați în starea de blocare. Terminala BI/RBO (Blanking Input și Ripple Blanking Output) funcționează simultan ca intrare și ca ieșire. Elementul de afișaj se stinge atunci cînd la această terminală se aplică un semnal de nivel coborît de la un comutator sau un circuit integrat cu ieșirea cu colectorul la circuit deschis. La această terminală se poate atașa o lampă de control. Dacă această terminală este utilizată ca ieșire atunci ea indică nivel coborît dacă terminala RBI și intrările *A*, *B*, *C*, *D* se află la nivel coborît. Presupunînd că pentru iluminarea segmentelor este necesară valoarea logică 1, pe intrările corespunzătoare acestor segmente din elementul de afișaj, în tabela 3.10 se indică funcțiile logice care comandă cele 7 intrări (tabelul de adevăr). Circuitele logice combinaționale integrate SN7446AN și SN7447AN realizează cele șapte funcții (*a*, *b*, . . . , *g*), fiecare de patru variabile (DCBA).

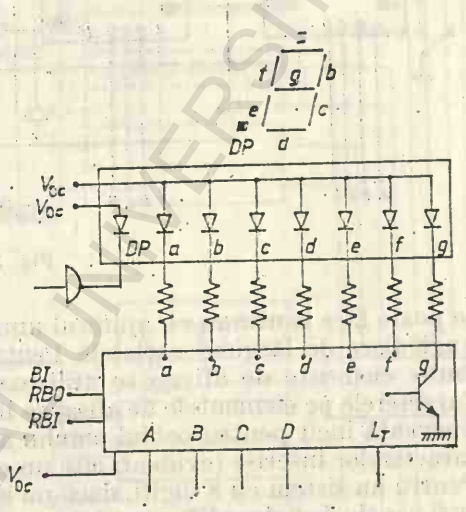


Fig. 3.56

În figura 3.57 se reprezintă un circuit cu 4 digiți, fiecare digit conținînd un element de 7 segmenți. Pot fi înscrise cu ajutorul lui numere de la 00,00 la 9999. Cu ajutorul comutatorului K_1 se pot șterge zerourile dinaintea punctului zecimal, cînd acesta este în poziția închis. Cu ajutorul butonului K_2 se verifică funcționarea elementelor de afișaj [33]. Cînd este apăsat acest buton toate elementele arată cifra 8. Controlul funcționării

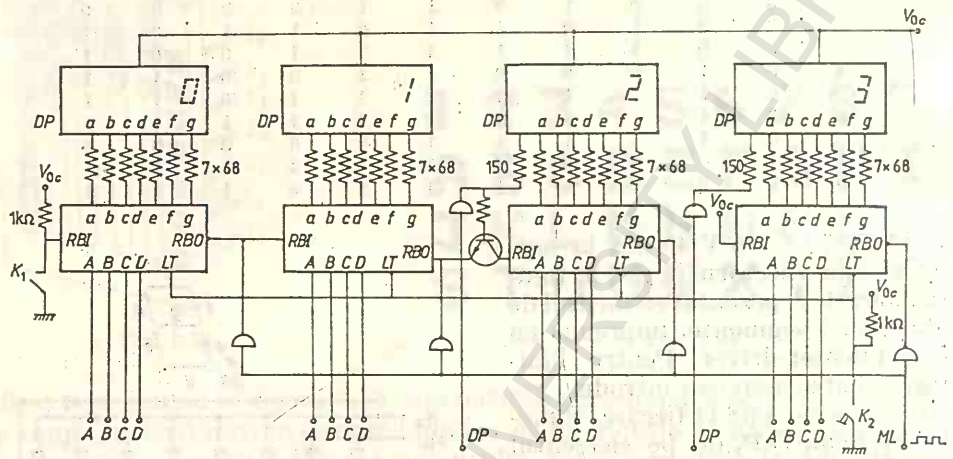


Fig. 3.57

se poate face continuu cu ajutorul unui generator (ML) de pulsuri dreptunghiulare de lărgime variabilă. Pentru sistemele cu mai mulți digiți (mai multe elemente de afișaj) se utilizează modul de funcționare multiplex. Caracterele pe elementele de afișaj se înscriu unul după altul cu o asemenea frecvență încît pentru ochiul omului apare o imagine staționară a tuturor caracterelor înscrise (evident, cîte un caracter pe fiecare element de afișaj). Pentru un sistem cu 8 digiți, dacă nu s-ar folosi un circuit de multiplexare, ar fi nevoie de 8 decodificator-drivere și de 34 linii între secțiunea de control și de afișaj (linii de date și de alimentare). Folosind metoda de multiplexare, elementele sistemului, reprezentate în figura 3.58, sînt următoarele: un oscilator G pe frecvența de aproximativ 1 kHz care comandă un numărător de tip SN7493AN, un circuit flipflop monostabil de tip SN74122N. Ieșirile ABC ale numărătorului sînt conectate la cele 4 circuite multiplex și la decodificatorul SN74145N. Numărătorul comută intrările $A_1,\ldots,A_8$; $B_1,\ldots,B_8$; $C_1,\ldots,C_8$ și $D_1,\ldots,D_8$ ale multiplexelor, secvențial la liniile Y_A, Y_B, Y_C, Y_D prin intermediul cărora se comandă decodificatorul SN7448N cu 7 segmenți. Cele 7 ieșiri ale acestui decodificator sînt conectate la 7 surse de curent (drivere) de tip SN75450N cu care se alimentează diodele luminescente ale elementelor de afișaj. Există încă o sursă de curent, care se utilizează pentru înscrierea punctului zecimal, astfel că sînt în total 8 surse de curent. Cele 8 elemente de afișaj de tip TIL302 sînt alimentate (comandate) unul după altul. Mai există, de asemenea, sursele de curent (driver) de tip BD736 (opt la număr) prin intermediul cărora se comandă elementele de afișaj corespunzătoare de către decodificatorul SN74145N, în sincronizare cu înscrierea datelor selectate în fiecare caz. Prin intermediul circuitului flip-flop monostabil de tip SN74122N se comandă intrarea de blancare a decodificatorului cu 7 segmenți. Rezistența

R_e de emitor din driverul SN75450N are valoarea 5,6 Ω, care se obține împărțind tensiunea de 0,7 V (V_{eb}) la curentul I care trece printr-un segment, care în circuitul dat are valoarea de 120 mA. Curentul care trece printr-un element de afișaj (7 segmenți plus punctul zecimal) este $8 \times \times 120 = 960$ mA. Prin urmare, în driver se folosesc tranzistori de putere care să suporte 1A la tensiuni mici. Celelalte elemente de circuit: $C_1 = 680$ nF,

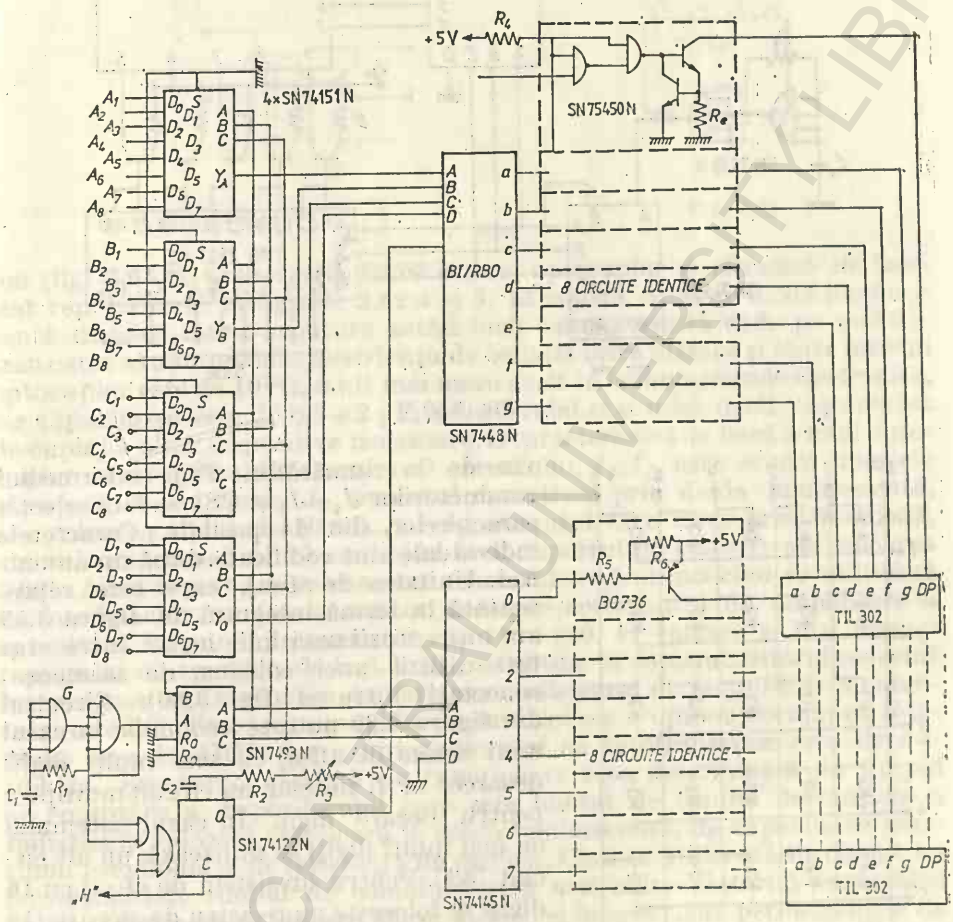


Fig. 3.58

$C_2 = 68$ nF, $R_1 = 330$ Ω, $R_2 = 4{,}7$ kΩ, $R_3 = 50$ kΩ, $R_4 = 1$ kΩ, $R_5 = 47$ Ω, $R_6 = 220$ Ω. Circuitul de comandă al matricei 5×7 de tip TIL305 este reprezentat în figura 3.59. El conține un oscilator cu trigger Schmitt de tipul SN7413N care funcționează pe frecvența de 50 kHz, care comandă numărătorul SN7493N din care se utilizează numai ieșirile ABC (care sînt de tip flip-flop). Liniile matricei sînt selectate cu decoder-driverul de tipul SN7445N, cu care se alimentează catozii diodelor luminescente. Datele intră prin registrul de stocare de tip TMS2501C care comandă prin intermediul a 5 tranzistori $n-p-n$ (de exemplu BC183) coloanele unității de afișaj. Această comandă este sincronizată cu comanda de pe linii prin intermediul conexiunilor J_1, J_2, J_3 ale registrului de stocare a informației, care

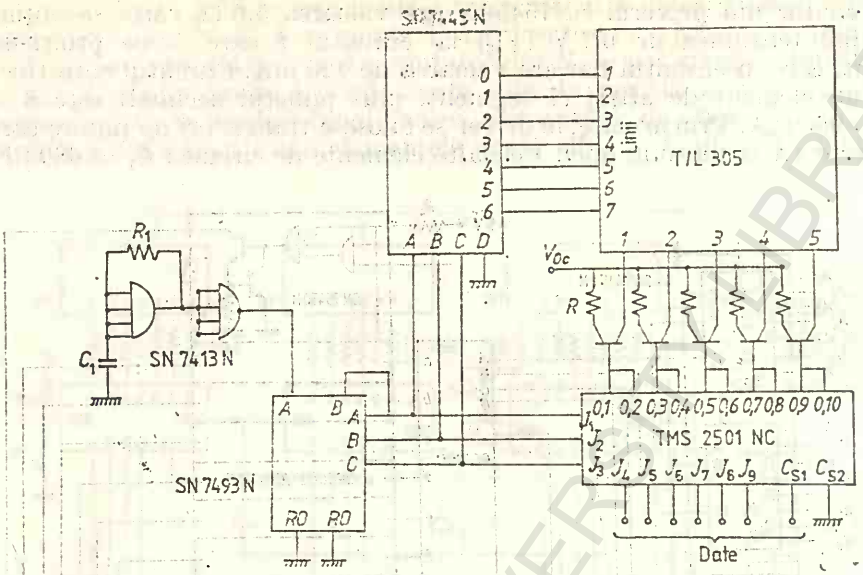


Fig. 3.59

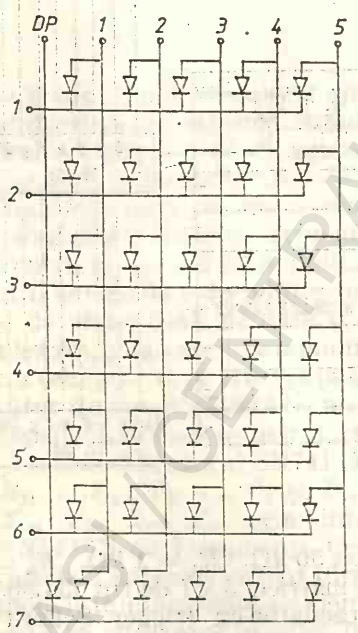


Fig. 3.60

vin de la numărător. Prin intermediul conductorilor J_4—J_9 și CS1 se face selecția caracterelor, din 64 posibile. Caracterele individuale sînt codificate după un anumit cod. Unitatea de afișaj, care este reprezentată în formă integrată în figura 3.53 are toți catozii unei linii legați între ei și toți catozii unei coloane, de asemenea, conectați între ei (fig. 3.60). Circuitul din figura 3.60 nu este economic în cazul unui sistem de afișaj cu mai mulți digiți deoarece ar fi necesar un circuit multiplex pentru fiecare digit. În cazul sistemului cu mai mulți digiți se utilizează un alt circuit [33]. Pentru un sistem de afișaj cu 16 digiți se folosește un registru de stocare (16 caractere a 6 biți fiecare), un comparator, un generator de tact (clock), un generator de caractere TMS2501, un etaj driver, un decodificator, numărători de caractere și de linie, etaje de temporizare, de sincronizare și de control.

3.9. Dispozitive cuplate optic

Un cuplor optoelectronic conține ca emitor de radiație o diodă luminescentă iar ca detector de radiație conține o fotodiodă (fig. 3.61 *a*) sau un fototranzistor (fig. 3.61 *b*) care poate fi conectat într-un montaj Darling-

BCU IAȘI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

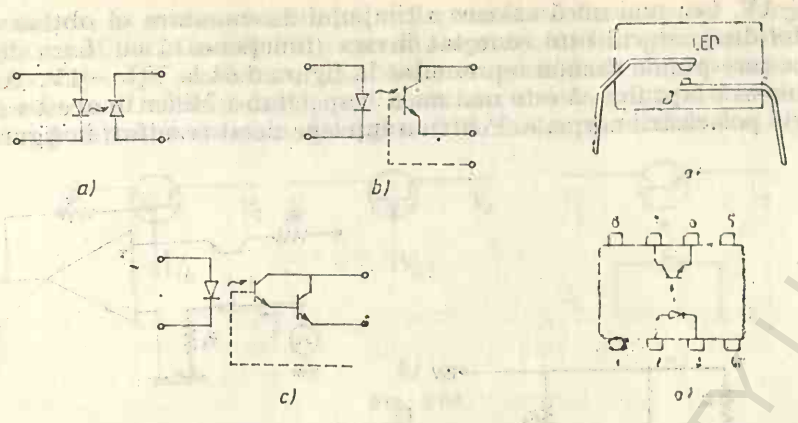


Fig. 3.61

Fig. 3.62

ton (fig. 3.61 *c*). Construcția fizică a unui optocuplor și circuitul de bază sînt reprezentate în figurile 3.62 *a* și *b*. El constă dintr-o diodă luminescentă dispusă într-o montură astfel încît lumina emisă cade pe un fototranzistor sau fotodiodă. Rezistența de izolație între intrare și ieșire într-un optocuplor este de $10^{11}\Omega$, mult mai mare decît în comutatoarele electronice, iar capacitatea este de $0{,}5 \div 2$ pF, considerabil mai mică decît capacitatea de cuplaj a altor dispozitive izolatoare. O caracteristică de bază a unui optocuplor este raportul de transfer al curentului, I_D/I_L, care se mai numește și raport de conversie. I_L, curentul care trece prin dioda luminescentă, are valoarea tipică de 10 mA, iar I_D, curentul care trece prin fotodiodă, are valoarea tipică de 10 μA, astfel încît raportul de transfer are valoarea 0,001. Acest raport are valoare mai mare, $0{,}1 \div 0{,}5$ atunci cînd se utilizează ca fotodetector un fototranzistor deoarece coeficientul de amplificare a curentului într-un fototranzistor este $50 \div 500$. O valoare și mai mare a raportului de transfer, de la 1 la 10, se obține în fototranzistorul conectat într-un montaj Darlington, în care caz coeficientul de amplificare a curentului este 10^4. Frecvența maximă de funcționare a optocuplorului cu fotodiodă este de 3MHz iar a optocuplorului cu fototranzistor este de $5 \div 10$ kHz. Frecvența maximă de funcționare este determinată de timpul de comutare a dispozitivului care este limitat de timpul de creștere a radiației la valoarea staționară în dioda luminescentă, de capacitatea joncțiunii fotodiodei și de rezistența de sarcină. Cînd se utilizează în circuit un fototranzistor, timpul de comutare este mai mare datorită capacității Miller și timpului de stocare mare. Totuși, și în acest caz performanțele de comutare se pot îmbunătăți dacă se utilizează un circuit în cascadă, ca cel din figura 3.63. În cazul unui optocuplor TIL III se utilizează tranzistorii T_1 : BC 213 ; T_2 : BC 327 ; dioda D : 1N914 iar rezistențele au valorile : $R_1 = 5{,}6$ kΩ, $R_2 = 1$ kΩ, $R_3 = 2{,}2$ kΩ. Punctul de funcționare al tranzistorului T_1 este comandat cu ajutorul diodei D. Fototranzistorul este conectat la intrarea acestui tranzistor. Impedanța de intrare a tranzistorului T_1 fiind mică amplificarea de tensiune a fototranzistorului scade la valori foarte mici ($1 \div 10$) și tensiunea bază-colector pe fototranzistor nu poate să scadă sub valoarea de 2 V. Din acest motiv capacitatea bază-colector nu are valoare mare și deci timpul de comutare are valoare mică. Măsurarea timpului de comutare al unui optocuplor se face cu ajutorul circuitului reprezentat în figura 3.64. Tensiunea de intrare pe fototranzistor

este $\pm$ 1V. Cea mai mică valoare a timpului de comutare se obține atunci cînd fototranzistorul este conectat invers (funcționează cu baza în gol), ceea ce corespunde cazului reprezentat în figura 3.64 la $V_i = -1$V. Aceasta se datorează faptului că este mai mică capacitatea Miller în acest caz față de cazul polarizării normale. Pentru a înțelege acest rezultat, în figura 3.65

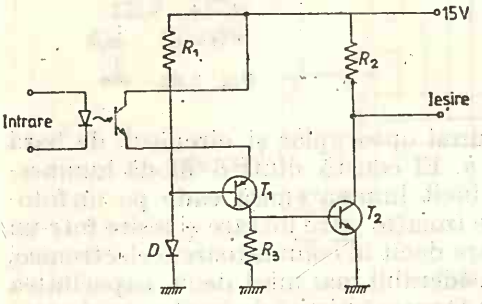


Fig. 3.63

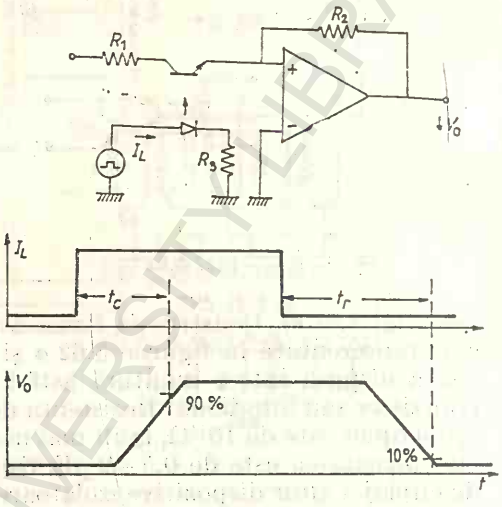


Fig. 3.64

este reprezentat circuitul echivalent al unui optocuplor (componentele acestuia care determină constanta de timp). Frecvența de comutare este determinată de timpul de relaxare al fototranzistorului. Fototranzistorul poate fi considerat ca o combinație între o fotodiodă și un tranzistor $n - p - n$. Capacitatea fotodiodei este în paralel cu joncțiunea bază-colector și se comportă ca o capacitate Miller, care se calculează după relația

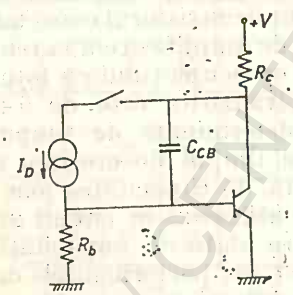


Fig. 3.65

$$C_M = C_{CB}(A_N + 1)$$

la polarizare normală, și

$$C_M = C_{EB}(A_{IN} + 1)$$

la polarizare inversă. C_{CB} este capacitatea colector-bază și C_{EB} este capacitatea emitor-bază; A_N este amplificarea de tensiune la polarizare normală și A_{IN} este amplificarea de tensiune la polarizare inversă. Cînd tranzistorul comută în starea de blocare, capacitatea se descarcă prin rezistența emitor-bază care este mare și poate conduce la un timp de întîrziere de valoare pînă la 100 μs. Acest timp se micșorează dacă se conectează o rezistență R_b în paralel cu joncțiunea bază-emitor care constituie încă o cale de descărcare a capacității Miller. Totuși, prin această rezistență se scurge la masă o parte din curentul de detector, ceea ce determină micșorarea raportului de transfer. Cu cît rezistența R_b este mai mică cu atît scade mai mult timpul de comutare. Micșorarea amplificării de tensiune conduce,

de asemenea, la micșorarea timpului de comutare deoarece se micșorează capacitatea Miller. Circuitul în cascadă, reprezentat în figura 3.63, satisface aceste cerințe. De asemenea, C_{EB} fiind mai mică decît C_{CB} și capacitatea Miller este mai mică în cazul cînd tranzistorul este polarizat invers față de cazul polarizării normale. În figura 3.66 sînt reprezentate trei tipuri de

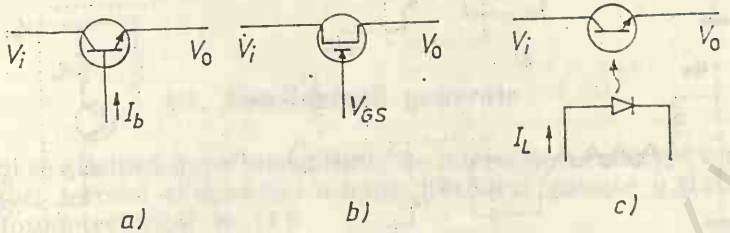


Fig. 3.66

comutatoare cu semiconductori: tranzistorul bipolar (*a*), tranzistorul MOS cu efect de cîmp (*b*) și optocuplorul (*c*). În tranzistorul bipolar nu se poate realiza izolarea electrică între secțiunea de comandă și secțiunea de comutare, ceea ce este necesar în tehnica transmiterii semnalelor digitale și, în unele cazuri, și a semnalelor analoage. În tranzistorul bipolar secțiunea de comandă este circuitul bază-emitor iar secțiunea de comutare este circuitul colector-emitor, care sînt conectate între ele. În tranzistorul MOS, datorită impedanței sale de intrare mari se obține o cuasiizolare între secțiunile de control și de comutare. Totuși, are dezavantajul că tensiunea care trebuie comutată trebuie să se găsească într-o anumită relație cu tensiunea de comandă deoarece rezistența tranzistorului este determinată de diferența de potențial dintre sursă și poartă. Cea mai bună izolare electrică între secțiunea de comandă și secțiunea de comutare se obține în optocuplor unde secțiunea de comandă este dioda luminescentă iar secțiunea de comutare este fototranzistorul; între cele două secțiuni poate exista o diferență de potențial de pînă la 1000 V. Aceste caracteristici facilitează utilizarea optocuploarelor în instrumentele de măsură digitale. Optocuploarele se utilizează, de asemenea, în liniile de transmisie simple și duplex, deoarece ele pot fi comandate direct cu circuite TTL și pot ele însile comanda direct circuite TTL. Transmisia prin linie simplă este reprezentată în figura 3.67. Poarta de intrare este un circuit TTL, iar la ieșire este, de asemenea, un circuit TTL. Circuitul porții de la intrare împreună cu dioda luminescentă și rezistențele R_{L1} și R_{L2} ale liniei este reprezentat în figura 3.68. Curentul care circulă prin dioda luminescentă este curentul de ieșire al porții și se găsește din relația

$$I_L = \frac{V_0 - V_{CE\,sat} - V_D - V_L}{R_c + R_{L1} + R_{L2}},$$

unde V_0 este tensiunea constantă aplicată pe poartă, $V_{CE\,sat}$ — tensiunea colector-emitor a tranzistorului porții în regim de saturație, V_D — tensiunea pe dioda D și V_L — tensiunea pe dioda luminescentă. Rezistența R din circuitul din figura 3.67 se determină din relația $R = V_0/(I_D - I_T)$, unde I_D este curentul prin detector și I_T este curentul prin circuitul TTL de la ieșire. Pentru a se obține timp de comutare mic, această rezistență trebuie să aibă valoare mică.

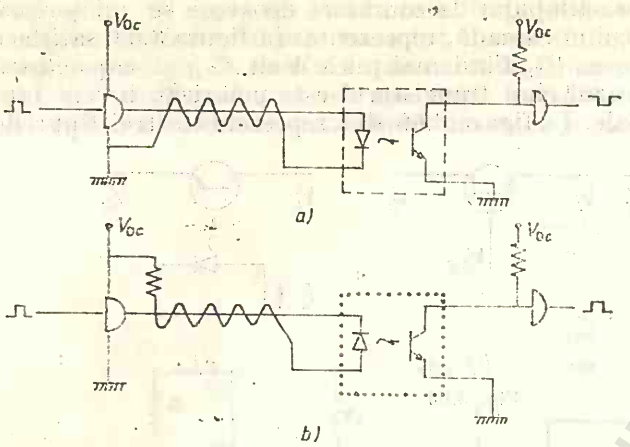


Fig. 3.67

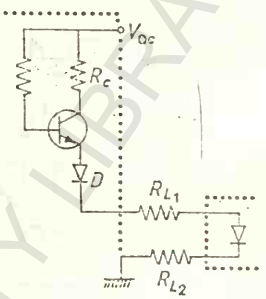


Fig. 3.68

Bibliografie

1. Y. P. Varshni, Phys. Stat. Sol., **19**, 459(1967).
2. V. Dolocan, *Electronica stării solide*, Universitatea din București, 1979.
3. V. Dolocan, Teză de doctorat, București, 1970.
4. J. S. Prener, F. E. Williams, J. Electrochem. Soc., **103**, 342(1956).
5. A. A. Bergh, P. J. Dean, Proc. IEEE, **60**, 156(1972).
6. J. J. Hopfield, D. G. Thomas, M. Gershenzon, Phys. Rev. Lett., **10**, 162(1963).
7. „ ‘ „ *Gallium Arsenide Lasers*, ed. G. H. Gooch, Wiley, 1969.
8. V. Dolocan, Int. J. Electron., **35**, 421(1973).
9. C. N. Berglund, Appl. Phys. Lett., **9**, 441(1966).
10. F. E. Harper, W. J. Bertram, IEEE Trans. Electron Dewices, **16**, 641(1969).
11. V. Dolocan, *Fizica dispozitivelor cu corp solid*, Edit. Academici, București, 1978.
12. J. S. Heeks, IEEE Trans. Electron Devices, **13**, 68(1966).
13. E. W. Williams, R. A. Chapman, J. Appl. Phys., **38**, 2547(1967).
14. H. Kressel et al., J. Appl. Phys., **39**, 5139(1968).
15. H. J. Queisser, M. B. Panish, J. Phys. Chem. Solids, **28**, 1177(1967).
16. M. H. Pilkuhn, Phys. Stat. Sol., **25**, 9(1968).
17. G. Lucovsky, A. J. Varga, R. F. Shwarz, Solid State Comm., **3**, 9 (1965).
18. J. K. Kung, W. G. Spitzer, J. Appl. Phys., **45**, 4477(1974).
19. D. Olego, M. Cardona, Phys. Rev., B, **21**, 5558 (1980).
20. R. N. Bhargova, IEEE Trans. Electron Devices, **ED—22**, 691(1975).
21. M. G. Craford, W. O. Groves, Proc. IEEE, **61**, 862(1973).
22. R. Suza, H. Hahn, Z. Anorg. Allgem. Chem., **239**, 282(1938).
23. J. I. Pankove, S. Bloom, G. Harbeke, RCA Rev., **36**, 163(1975).
24. M. R. Lorenz, Trans. Metall. Soc. AIME, **245**, 539(1969).
25. G. Popovici, *Recombinarea radiantă în semiconductori AIII—BV*, în *Probleme actuale ale Fizicii semiconductorilor*, Edit. Academici, București, 1970.
26. A. Goldenblum, Teză de doctorat, București, 1972.
27. I. Petrescu-Prahova, Teză de doctorat, București, 1974.
28. P. Mihailovici, Teză de doctorat, București, 1976.
29. V. Dolocan, *Fizica joncțiunilor cu semiconductoare*, Edit. Academici, București, 1981.
30. D. Engemann, R. Fischer, J. Knecht, Appl. Phys. Lett., **32**, 567(1978).
31. „ ‘ „ *Display Devices*, Topics in Applied Physics, vol. 40, ed. I. Pankove, Springer Verlag, 1980.
32. C. H. Gooch, *Injection Electroluminescent Devices*, John Wiley & Sons, London, 1973.
33. F. Stern, Appl. Opt., **3**, 111(1964).
34. R. N. Bhargova, IEEE Trans. Electron Devices, **ED—22**, 691(1975).
35. G. H. Graham, *Vision and Visual Perception*, Wiley, New York, 1975.
36. E. W. Williams, R. Hall, *Luminescence and the light emitting diodes*, Academic Press, 1978.
37. H. F. Mataré, *Light emitting diodes*, in Advances in Electronics and Electron Physics, vol. 48, 1978.
38. „ ‘ „ *Optoelectronics. Theory and Practice*, ed. A. Chappell, McGraw-Hill, 1978.

FOTODETECTORII

4.1. Considerații generale

Detectorii se clasifică după mecanismul de interacție a radiației cu materia în detectori termici și detectori fotonici. Cititorul găsește o tratare detaliată a fotodetectorilor în [1].

Dintre detectorii termici amintim bolometrele, termocuplul, pila termoelectrică și detectorul piroelectric. Detectorii fotonici funcționează pe baza efectului fotoelectric extern sau a efectului fotoelectric intern. Pe baza efectului fotoelectric extern funcționează celula fotoelectrică cu vid, fotomultiplicatorul și converterul de imagine; în ultimele două tipuri de fotodetectori există un coeficient de amplificare internă. Pe baza efectului fotoelectric intern funcționează fotoconductorii, fotodetectorii cu joncțiuni și detectorii fotoelectromagnetici (InSb). Dintre fotodetectorii cu joncțiuni amintim fotodioda și fotodetectorii cu coeficient de amplificare internă: fototranzistorul, fototranzistorul cu efect de cîmp, fototiristorulz și fotodioda cu avalanșă.

Fotodetectorii care se bazează pe efectul fotoelectric extern cum ar fi celula fotoelectrică constă dintr-un fotocatod și un anod situați într-un tub vidat sau umplut cu gaz (argon). Prin ciocnirea fotoelectronilor cu atomii de gaz apar electroni secundari, ceea ce conduce la creșterea curentului electric al fotocelulei. În fotomultiplicatori se produce multiplicarea fotoelectronilor prin emisie secundară de către dinode(a se vedea paragraful 4.4). Fotocatozii se realizează din metale alcaline sau combinații ale acestora. Lungimea de undă limită a radiației pentru a produce efect fotoelectric extern este dată de relația

$$\lambda_p(\mu m) = 1{,}24/E_e(eV),$$

unde E_e este energia potențială de extracție. În tabela 4.1 sînt prezentate valorile lui E_e și λ_p pentru metalele alcaline.

În figura 4.1 este reprezentată sensibilitatea spectrală relativă a metalelor alcaline.

Detectorii termici funcționează pe baza efectului termic al radiației. Pentru a absorbi cît mai multă radiație, suprafața detectorului termic se acoperă cu o substanță de culoare neagră. Absorbția radiației conduce la încălzirea materialului și deci la creșterea temperaturii acestuia, ceea ce poate conduce la modificarea rezistenței electrice sau a potențialului de contact al detectorului. În detectorii pneumatici (celula Golay) absorbția radiației conduce la creșterea produsului presiune × volum datorită creșterii temperaturii gazului din incintă [1, 2, 3]. Detectorii termici care funcționează pe baza modificării rezistenței electrice cu modificarea temperaturii se numesc bolometre. Bolometrele se întrebuințează pentru măsu-

rarea temperaturii și a puterii radiației. Un bolometru pentru măsurarea radiației constă, de exemplu, dintr-o bandă metalică (de exemplu de platină) acoperită cu un strat de culoare neagră. Un alt detector termic este termocuplul, care este construit prin sudura a două fire din metale cu potențiale termoelectrice diferite. Cu variația temperaturii se modifică poten-

Tabela 4.1.

Energia potențială de extracție și lungimea de undă de prag pentru metalele alcaline

Metalul	E_e [eV]	λ_p [nm]
Litiu	2,4	517
Sodiu	2,28	543
Potasiu	2,25	551
Rubidiu	2,13	582
Cesiu	1,94 (1,36)	639 (915)

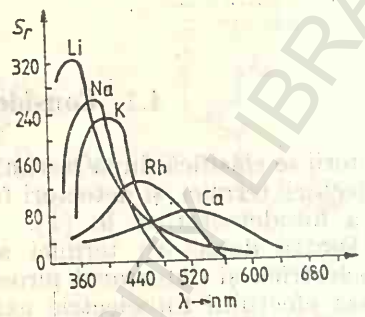


Fig. 4.1

țialul de contact al termocuplului. Tensiunea pe termocuplu este, în primă aproximație, proporțională cu puterea radiantă absorbită. Termocuplul conține două suduri: o sudură de referință, care este menținută la o temperatură constantă (de exemplu, 0°C) și cealaltă sudură se află sub acțiunea radiației (fig. 4.2). Întrucît tensiunea electrică ce se obține la un singur termocuplu este foarte mică se utilizează deseori o pilă termoelectrică, care este constituită din mai multe termocuple conectate în serie, așa cum se reprezintă în figura 4.3. Pila termoelectrică este închisă într-un tub vidat (*1*) pentru a se reduce transportul de căldură prin convecție. Joncțiunile, pe care cade radiația (*2*) sînt închise fiecare într-o folie de culoare neagră (*3*) a cărei față interioară este reflectată. În fața joncțiunilor pe care cade radiația se găsește o fereastră de cuarț (*4*). Joncțiunile de referință (*5*) sînt ecranate față de radiație. Terminalele (*6*) constituie ieșirea la care se măsoară tensiunea termoelectrică. Joncțiunile din pilele

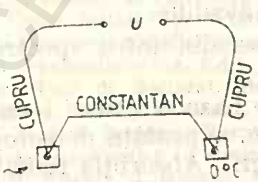


Fig. 4.2

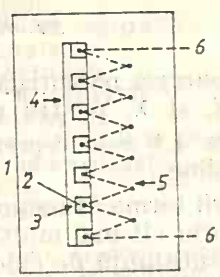


Fig. 4.3

termoelectrice se confecționează de obicei din bismut-argint. Sub acțiunea radiației crește temperatura joncțiunilor pe care cade aceasta în comparație cu temperatura joncțiunilor de referință, ceea ce conduce la apariția unei tensiuni termoelectrice. Un bolometru special este termistorul [1].

4.2. Măsurarea puterii radiației

Sursele standard de radiație au un domeniu spectral larg, corespunzător cu legea de distribuție a lui Planck. De aceea trebuie utilizați în asemenea cazuri detectori cu domeniul spectral cît mai larg. Aceștia sînt detectorii termici (detectorii bazați pe efectul fotoelectric intern sau extern au spectrul de absobție selectiv). Circuitul de măsură al puterii radiației cu ajutorul unui bolometru este reprezentat în figura 4.4. Se utilizează două bolometre identice, R_1 și R_2, conectate într-o punte Wheatstone. Puntea se echilibrează în absența radiației. Bolometrul R_2 este ecranat față de radiație în timpul măsurătorilor. Cînd radiația cade pe bolometrul R_1 rezistența sa variază, puntea se dezechilibrează și prin galvanometrul G trece un curent electric a cărui valoare este proporțională cu creșterea temperaturii și deci cu puterea radiantă absorbită. Sistemul de măsură în punte permite compensarea variației temperaturii mediului ambiant. În bolometrele de mare sensibilitate se folosesc termistorii, a căror rezistență variază exponențial cu temperatura. În procesul de măsură a intensității radiației trebuie avut grijă ca pe detector să nu cadă decît radiația de la sursa de măsurat. Pentru a evita lumina provenită prin reflexie de pe alte suprafețe (înconjurătoare), trebuie ca totul în jur să fie acoperit cu culoare neagră. În cazul fotodetectorilor termici trebuie să se evite și existența unor curenți de aer. Instrumentele de măsură a radiației cu termocuple sau pile termoelectrice sînt însoțite de curbe sau tabele de calibrare în (μW), (mW) și (W).

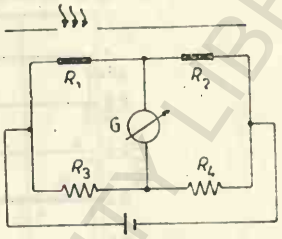


Fig. 4.4

Iradianța sursei se determină împărțind valoarea măsurată prin aria suprafeței sensibile a detectorului. Pentru măsurarea puterii radiante a unei surse standard cu ajutorul unei pile termoelectrice, a cărei curbă de etalonare se cunoaște, se procedează astfel: se așează pe același banc optic sursa și termopila și un obturator între acestea două, la distanța de 10 cm de sursă. Se închide obturatorul și se măsoară semnalul dat de termopilă, numit semnal de întuneric. Se deschide obturatorul și se măsoară semnalul dat de termopilă; acesta se numește semnal de expunere. Se închide obturatorul și se măsoară încă odată semnalul de întuneric. Puterea radiantă efectivă se calculează din diferența dintre semnalul de expunere și semnalul de întuneric. Dacă aceasta nu coincide cu valoarea puterii de pe curba de etalonare se modifică distanța dintre sursă și detector pînă cînd cele două valori (cea măsurată și cea de pe curba de etalonare) sînt identice. Înlocuind în aceste condiții pila termoelectrică cu alți detectori (fotodiode, fototranzistori, celule solare), aceștia se pot calibra, adică i se determină fotocurentul sau fotosensibilitatea. Aceste mărimi se definesc în raport cu iradianța care este raportul dintre puterea radiantă și aria efectivă a receptorului (se măsoară în W/m^2). Pentru etalonarea unei celule solare se procedează astfel. Se măsoară iradianța sursei cu ajutorul unei termopile pentru diverse distanțe între aceste două. Se înlocuiește termopila cu celula solară și pentru aceleași poziții se determină curentul de scurtcircuit al celulei solare. Se trasează graficul curentului de scurtcircuit în funcție de iradianță. Dacă fotodetectorul are arie sensibilă mare și pe el cade un fascicol de radiație paralel, îngust, de exemplu de la un laser,

ceea ce se măsoară este puterea radiantă. Cînd sursa de radiație poate fi considerată punctuală, atunci ceea ce se măsoară cu ajutorul unui fotodetector este iradianța sau iluminarea. Pentru măsurarea sensibilității spectrale relative a unui fotodetector se utilizează un monocromator. Mai întîi se măsoară distribuția spectrală, P_λ, a sursei folosind ca detector o pilă termoelectrică; aceasta are sensibilitatea spectrală independentă de lungime de undă, în domeniul 300 ÷ 1300 nm. Apoi se înlocuiește pila termoelectrică cu fotodetectorul și se determină în aceleași condiții curen-

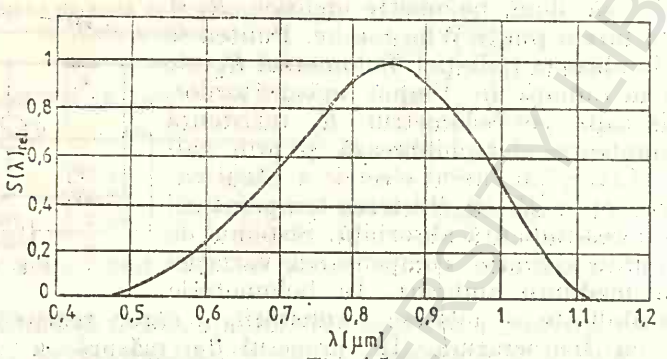


Fig. 4.5

tul de scurtcircuit, I_λ, în funcție de λ. Raportul $I_\lambda/P_\lambda = S(\lambda)$ este sensibilitatea spectrală a fotodetectorului, care se măsoară în (A/W). Sensibilitatea spectrală relativă, $S(\lambda)_{rel}$, pentru un fototranzistor din siliciu, este reprezentată în figura 4.5, iar pentru o celulă solară din siliciu este reprezentată în tabela 4.2.

Tabela 4.2

Sensibilitatea spectrală a unei celule solare din siliciu

λ [μm]	S(λ) [A/W]	$S(\lambda)_{rel}$, %	λ [μm]	S(λ) [A/W]	$S(\lambda)_{rel}$, %
0,4	0,1	18,2	0,75	0,509	92,9
0,45	0,174	31,7	0,8	0,537	97,9
0,5	0,243	44,3	0,85	0,548	100
0,55	0,305	56	0,9	0,535	97,6
0,6	0,367	66,9	0,95	0,468	85,4
0,65	0,42	76,6	1	0,335	61,1
0,7	0,467	85,2	1,05	0,175	31,9
			1,1	0,07	12,8

4.3. Circuite cu fotodetectori

În figura 4.6 se reprezintă un circuit de control al unui releu cu ajutorul unui fototranzistor. Dioda D protejează fototranzistorul față de tensiunile induse cînd acesta este comutat în starea de blocare. La iluminare, tranzistorul comută în starea de conducție și releul comută în poziția dorită. În figura 4.7 este reprezentat un circuit de control al unui tiristor cu ajutorul unui fototranzistor. La iluminarea fototranzistorului trece un

curent prin poarta tiristorului și acesta se deschide. Pragul de deschidere poate fi modificat prin intermediul rezistenței $R_1(\simeq 1\ k\Omega)$. În plus, rezistorul R_1 și capacitorul $C_1(\simeq 1nF)$ împiedică deschiderea nedorită a tiristorului datorită variației rapide a curenților reziduali. Sensibilitatea acestor sisteme de control crește dacă în locul unui fototranzistor se utilizează un circuit fotodarlington care constă dintr-un fototranzistor și un tranzistor bipolar. Amplificarea de curent este egală cu produsul dintre coeficientul de amplificare al fototranzistorului și al tranzistorului bipolar; sensibili-

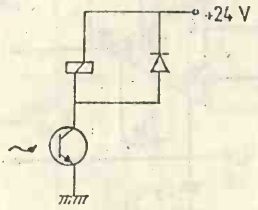


Fig. 4.6

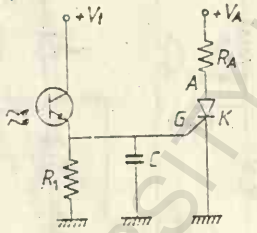


Fig. 4.7

tatea sistemului crește proporțional cu coeficientul de amplificare al tranzistorului bipolar. Un circuit fotodarlington cu repetor pe emitor, de control al unui releu, este reprezentat în figura 4.8. Tranzistorul bipolar poate fi de tipul BC173, iar rezistența $R = 20\ k\Omega$. Dioda D are același rol ca și în circuitul reprezentat în figura 4.6. Releul se deschide atunci cînd fototranzistorul este iluminat.

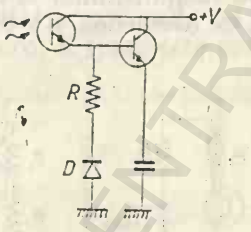


Fig. 4.8

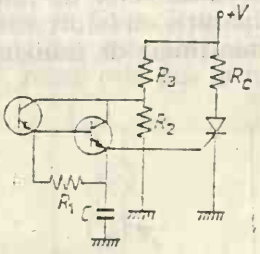


Fig. 4.9

În figura 4.9 este reprezentat un circuit de control al unui tiristor cu un circuit Darlington. Tiristorul se deschide atunci cînd fototranzistorul este iluminat. Rezistențele din circuit au valorile : $R_1 = 10\ k\Omega$, $R_2 = 1\ k\Omega$, $R_3 = 10\ k\Omega$, capacitatea $C = 1\ nF$. Tranzistorul bipolar poate fi de tip BC173. Cu ajutorul fotodiodelor și fototranzistorilor poate fi comandată funcționarea amplificatorilor cu tranzistori sau amplificatorilor operaționali. Amplificatorul poate fi comandat direct de către curentul de la fotodetector sau poate fi controlat de către tensiunea dezvoltată pe o rezistență pe care debitează curent detectorul. Dacă impedanța de ieșire a fotodetectorului este mică în comparație cu impedanța de intrare a amplificatorului se zice că fotodetectorul realizează control prin tensiune asupra amplificatorului. Cazul invers realizează controlul prin curent.

BIBLIOTECA CENTRALĂ UNIVERSITARĂ LIBRARY

În figura 4.10 este reprezentat un circuit de control prin curent cu ajutorul unei fotodiode a unui amplificator cu tranzistor, iar în figura 4.11 este reprezentat un circuit de control prin tensiune cu ajutorul unei fotodiode a unui amplificator operațional (de tip βA741). În circuitul din figura 4.10 curentul prin fotodiodă controlează baza unui tranzistor care funcționează în conexiune cu emitorul comun. Elementele de circuit din figura 4.11 au valorile : $R = 1\ \text{M}\Omega$, $R_1 = 44\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 1\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 10\ \text{k}\Omega$,

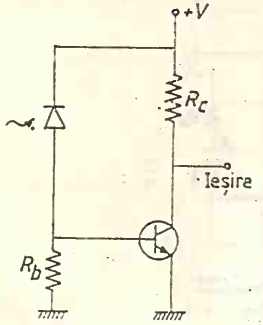


Fig. 4.10

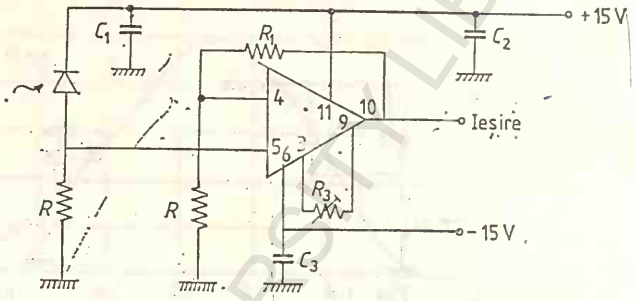


Fig. 4.11

$C_1 = 0{,}1\ \mu\text{F}$, $C_2 = C_3 = 100\ \mu\text{F}$. Tensiunea pe intrarea inversoare este luată de la ieșirea amplificatorului operațional prin intermediul rezistenței R_1. La iluminarea fotodiodei trece un curent prin rezistența R și căderea de tensiune (pozitivă) de pe această rezistență comandă intrarea neinversoare a amplificatorului operațional. Tensiunea de decalaj se compensează prin intermediul rezistenței R_3 iar amplificarea de tensiune este determinată de raportul R_1/R_2. Circuitul din figura 4.11 se utilizează în cuploare optoelectronice ca detector de radiație modulată sau în luxmetre. Fotodiodele în comparație cu fototranzistorii au răspuns liniar la radiație (fotocurentul depinde liniar de iradianță), și, de asemenea, au toleranță mică

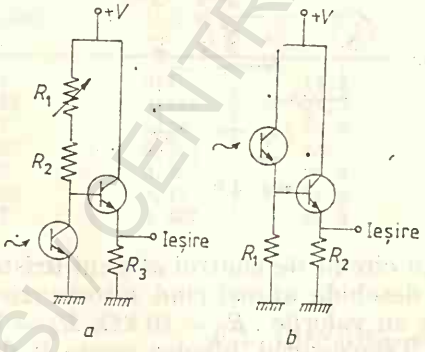


Fig. 4.12

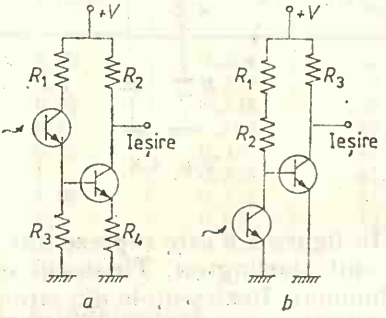


Fig. 4.13

a fotocurentului (datorită absenței amplificării). Dacă nu este nevoie de satisfacerea acestor cerințe de circuit, se utilizează fototranzistori, care au coeficient de amplificare a curentului. În figura 4.12 *a*, *b* se reprezintă două circuite de control prin curent, cu ajutorul unui fototranzistor, a unui amplificator cu tranzistori. În circuitul din figura 4.12 *a* tensiunea de ieșire scade la iluminarea fototranzistorului iar în circuitul din figura 4.12*b* tensiunea de ieșire crește la iluminarea fototranzistorului. În figura 4.13

sînt reprezentate circuitele similare de control prin tensiune. Rezistențele din circuit au valorile : $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = 10\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 47\ \text{k}\Omega$, $R_4 = 100\ \Omega$ (fig. 4.12 *a*) și R_1=47 kΩ, R_2=10 kΩ, R_3=10 kΩ (fig. 4.12 *b*) ; R_1=50 kΩ, R_2=10 kΩ, R_3=4,7 kΩ (fig. 4.13 *a*) ; $R_1 = 47\ \text{k}\Omega$, R_2 =4,7 kΩ (fig. 4.13 *b*). Tranzistorii sînt de tip BC173. În circuitele din figura 4.12 curentul de colector al fototranzistorului controlează baza tranzistorului amplificator, iar în circuitele din figura 4.13 curentul de colector al fototranzistorului

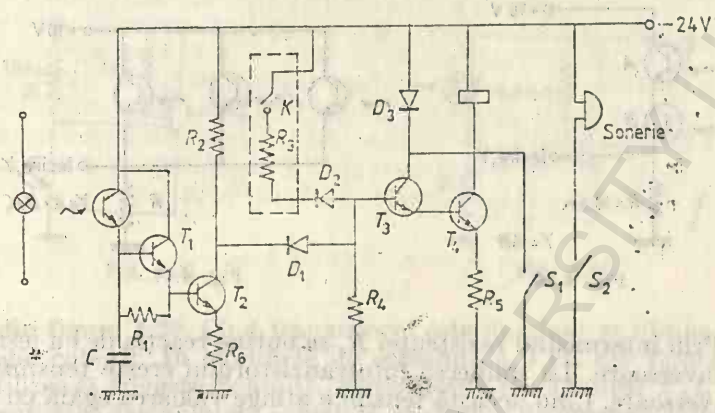


Fig. 4.14

produce o cădere de tensiune care controlează prin rezistența R_1 funcționarea tranzistorului amplificator. Fotodiodele și fototranzistorii se utilizează, de asemenea, în optocuplori care se folosesc pentru a controla funcționarea a diverse sistene fizice. În figura 4.14 este reprezentat un sistem de alarmă cu optocuplor. Se utilizează o sursă de lumină de infraroșu (2,2V ; 0,5W) iar în fața fototranzistorului se fixează un filtru de infraroșu. Cînd radiația care cade pe fototranzistor este obturată sau cînd se apasă contactorul *K* (care este camuflat), releul este pus în funcțiune și se

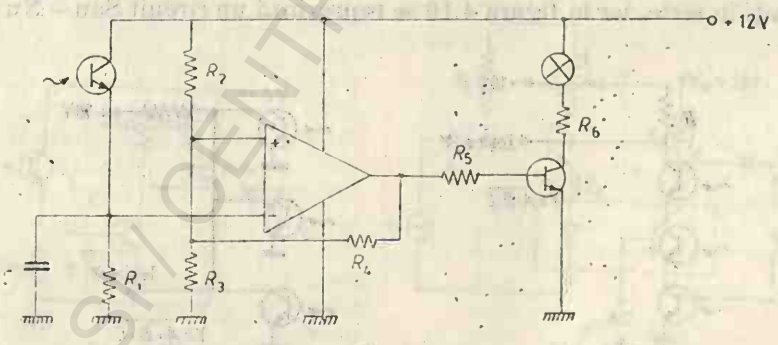


Fig. 4.15

declanșează soneria de alarmă. Tranzistorii T_1 și T_2 sînt de tip BC179 iar tranzistorii T_3 și T_4 sînt de tip BC250 ; diodele D_1, D_2, D_3 sînt de tip 1N914. Celelalte elemente din circuit au valorile : $C = 10$ nF, R_1 =22 kΩ, R_2 = 2,2 kΩ, $R_3 = 10\ \text{k}\Omega$, $R_4 = 22\ \text{k}\Omega$, $R_5 = 56\Omega$, $R_6 = 22\ \Omega$. Distanța dintre sursa de radiație și fototranzistor este mai mare de 5 m. În figura 4.15 se reprezintă un comutator cu amplificator operațional βA741 folosit la semnalizarea autovehiculelor cînd acestea sînt parcate.

Elementele de circuit au valorile: bec de 12V și 18W, $C = 100\ \mu F$, $R_1 = 1M\Omega$, $R_2 = R_3 = 1M\Omega$, $R_4 = 2{,}2\ M\Omega$, $R_5 = 2{,}2\ k\Omega$, $R_6 = 1\ \Omega$. Intrarea neinversoare a amplificatorului este alimentată la jumătate din valoarea tensiunii de alimentare prin intermediul divizorului de tensiune R_2, R_3, care este simetric. Intrarea inversoare a amplificatorului este comandată de către tensiunea dezvoltată pe rezistența R_1 a fototranizs-

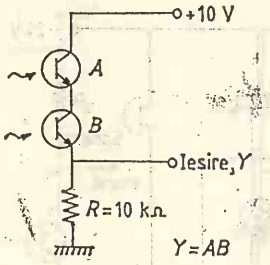


Fig. 4.16

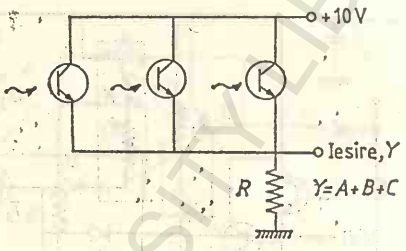


Fig. 4.17

torului. Prin intermediul rezistenței R_4 se obține reacția de l a ieșire asupra intrării inversoare. La iradierea fototranzistorului crește tensiunea de intrarea inversoare. Cînd această tensiune atinge valoarea egală cu jumătate din tensiunea de alimentare, ieșirea triggerului Schmitt comută din poziția nivel coborît (OV) în poziția nivel ridicat (aproximativ tensiunea sursei de alimentare) și becul din circuit luminează.

Cu fototranzistori se pot construi și circuite logice. Nivelul logic optic coborît se obține pentru fototranzistorul neiradiat iar nivelul logic optic ridicat se obține pentru fototranzistorul iradiat. În figura 4.16 se reprezintă poarta SI cu două intrări, care constă din doi fototranzistori conectați în serie. În figura 4.17 se reprezintă poarta SAU cu trei intrări care constă din trei fototranzistori conectați în paralel. În figura 4.18 se reprezintă un circuit SI—NU care este constituit din trei fototranzistori conectați în serie, iar în figura 4.19 se reprezintă un circuit Sau—Nu (NICI)

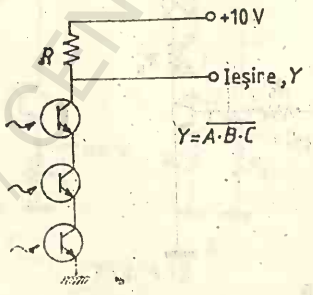


Fig. 4.18

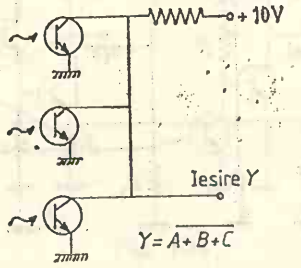


Fig. 4.19

constituit din trei fototranzistori conectați în paralel. Fotodetectorii se utilizează, de asemenea, pentru comanda circuitelor TTL. Curentul de colector al unui fototranzistor din siliciu este suficient pentru a comanda intrarea unui circuit TTL, dacă are tensiunea de saturație suficient de mică, $V_{CE\ sat} \leqslant 0{,}4$ V. În figura 4.20 se reprezintă un circuit de control cu ajutorul unui fototranzistor, al unui circuit TTL cu trigger Schmitt. Nu se

utilizează decît o intrare a TTL; celelalte intrări sînt conectate împreună prin intermediul unei rezistenţe de 1 kΩ la sursa de alimentare; în acest fel ele se găsesc la nivel logic ridicat. La iluminarea fototranzistorului curentul minim de colector al acestuia corespunde curentului de intrare la nivel coborît al circuitului TTL. În aceste condiţii ieşirea TTL va fi comutată la nivel logic ridicat. În figura 4.21 este reprezentat circuitul de comandă al unui circuit TTL cu trigger Schmitt care are răspunsul invers faţă de

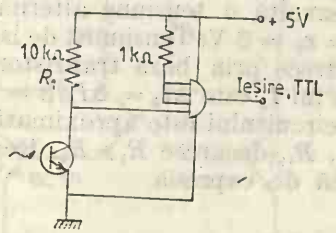


Fig. 4.20

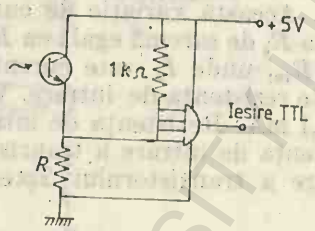


Fig. 4.21

circuitul din figura 4.20. Cînd tranzistorul este iluminat se obţine la ieşire nivelul logic coborît. În circuitele de comandă a TTL din figura 4.20 şi 4.21 se utilizează triggere Schmitt. Motivul este că circuitul TTL funcţionează corect dacă semnalul de comandă are timpii de creştere şi de scădere mai mici decît 200 ns. Semnalul optic are aceşti timpi de cîteva milisecunde, sau mai mare, şi semnalul de ieşire al fototranzistorului nu satisface cerinţa de mai sus. De aceea, în aceste circuite s-a introdus cîte un trigger Schmitt pentru a micşora timpii de creştere şi de scădere a semnalului fotoelectric. În cazul în care intensitatea radiaţiei care cade pe fototranzistor este slabă se introduce între fototranzistor şi triggerul Schmitt un amplificator, aşa cum este reprezentat în figura 4.22. Tranzistorul ampli-

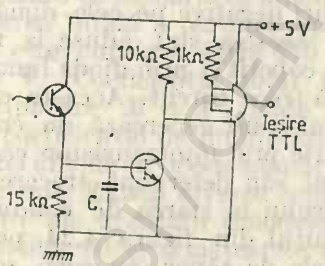


Fig. 4.22

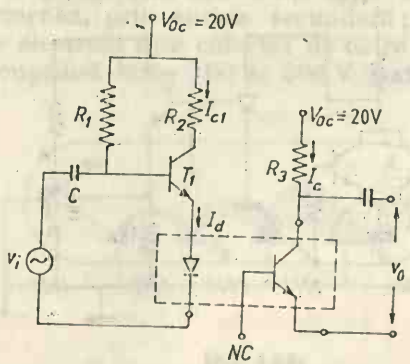


Fig. 4.23

ficator este de tip 2N3707 iar capacitatea C are valoarea de 820 pF. De mare importanţă este utilizarea fotodetectorilor în cuplorii optici, care se folosesc ca izolatori electrici; în acest caz cuplorii optici se numesc izolatori optici. În figura 4.23 este reprezentată izolarea a două etaje de amplificare cu ajutorul unui izolator optic unde tensiunea v_i reprezintă tensiunea de ieşire de la un monitor de inteligenţă. Izolatorul optic izolează pacientul

de circuitul de control care este un circuit de putere mare. El, încercuit cu linie întreruptă pe figură, constă dintr-o diodă luminescentă și un fototranzistor, dispuse în aceeași capsulă. Tranzistorul T_1 are $\beta = 100$, raportul de transfer al optocuplorului este 30% iar celealte elemente de circuit au valorile: $R_1 = 60\ k\Omega$, $R_2 = 330\ \Omega$, $R_3 = 1\ k\Omega$. Dacă peste curentul continuu I_d care trece prin dioda luminescentă se suprapune un curent variabil de amplitudine $\Delta I_d = 10$ mA, atunci curentul alternativ indus în colectorul fototranzistorului, are amplitudinea $\Delta I_c = (30/100)\ \Delta I_d = 3$ mA. Această variație de curent dezvoltă o tensiune alternativă pe rezistența R_s de sarcină egală cu $R_s \cdot I_c = v_0 = 3$ V. Tensiunea de la intrare $v_i = I_b \cdot R_{in}$, unde I_b este curentul ce trece prin baza tranzistorului T_1 și R_{in} este rezistența de intrare. Variația lui I_b este $\Delta I_b = \Delta I_d/\beta = 10$ mA/100 = 0,1 mA. Rezistența de intrare a circuitului este aproximativ egală cu rezistența de intrare a tranzistorului, R_i, deoarece $R_1 \gg R_i$. Rezistența de intrare a tranzistorului T_1 este dată de expresia

$$R_i = r_\pi + (\beta + 1) r_d,$$

unde

$$r_\pi = \beta/g_m = \beta(qI_{c1}/kT)$$

și r_d este rezistența diferențială a joncțiunii emitor-bază a tranzistorului. Pentru $r_d = 3\ \Omega$ și $I_{c1} = 35$ mA se obține $R_i = 374\ \Omega$ și $v_i = 37$ mV. Amplificarea de tensiune are valoarea $A_v = v_0/v_i = 81$.

Un alt exemplu de utilizare a unui izolator optic este reprezentat în figura 4.24, unde cu ajutorul cuplorului optic se izolează un circuit logic de tensiune joasă față de un circuit logic de putere mare. În acest circuit izolatorul optic înlocuiește un transformator. Circuitul logic este o poartă NICI cu două intrări, *1* și *2*, care este compusă din doi tranzistori T_1 și T_2.

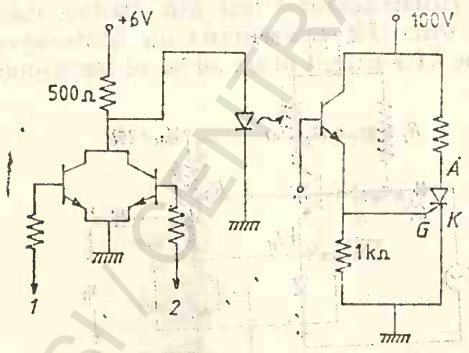


Fig. 4.24

Cînd intrările *1* și *2* se găsesc la nivel ridicat, tranzistorii T_1 și T_2 sînt în regim de saturație și prin dioda luminescentă nu circulă curent electric. Prin aplicarea de pulsuri negative pe cele două intrări acestea sînt aduse la nivel logic coborît și prin dioda luminescentă trece curent. Aceasta emite lumină care generează un curent electric prin fototranzistor care la rîndul său determină trecerea tiristorului în starea de conducție. Circuitul din figura 4.24 poartă numele de zăvor (cu corp solid). În figura 4.25 este reprezentat un sistem de transmisie cu cuplor optic. Circuitul conține un multivibrator care dă pulsuri dreptunghiulare de frecvență joasă (0,5 ÷ 10 Hz) pe tranzistorul T_2. Aceste pulsuri comandă închiderea și deschiderea tranzistorului T_3 și deci emisia diodei luminescente DL (o diodă din GaAs care emite în infraroșu). Ca detector se utilizează o fotodiodă din siliciu. Curentul de răspuns prin fotodiodă se citește la un instrument de măsură. Valorile elementelor din circuit sînt înscrise pe figură.

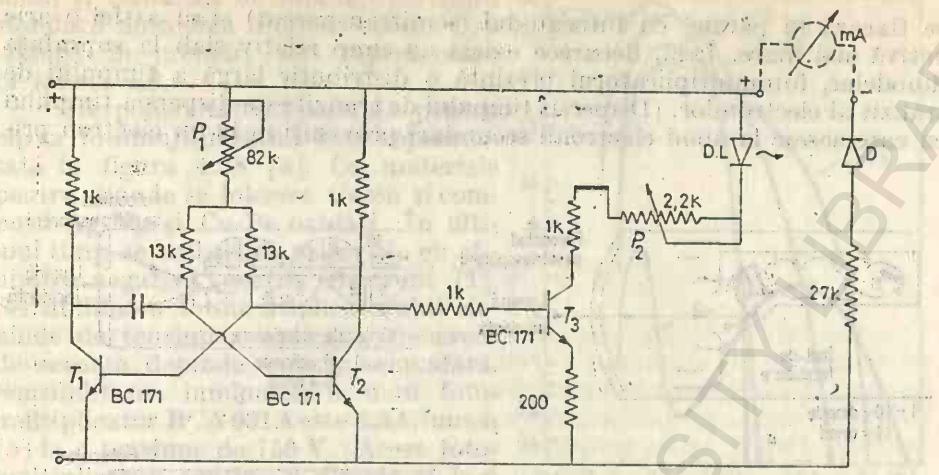


Fig. 4.25

4.4. Fotomultiplicatorii

Un fotomultiplicator (fig. 4.26) conține un fotocatod (FC), 6—14 dinode (D) care emit electroni secundari și un anod (A) care colectează electronii. Pe dinode se aplică tensiune, care crește progresiv de la o dinodă la alta, ceea ce se realizează cu ajutorul unei rețele de divizare construită din rezistențe. Electronii emiși de către fotocatod sînt ghidați și accelerați către prima dinodă (D_1), unde fiecare electron incident produce prin emisie secundară 2—8 electroni.

Electronii emiși de către prima dinodă sînt accelerați către a doua dinodă unde se multiplică, de asemenea, prin emisie secundară; acest proces continuă pînă cînd fluxul de electroni este colectat de către anod. Tensiunea între două dinode este cuprinsă între 100 și 200 V astfel că, depinzînd de numărul de dinode, valoarea totală a tensiunii aplicate este cuprinsă între 750 și 2000 V. Coeficientul total de multiplicare $M = A^n$, unde A este coeficientul de multiplicare al unei dinode iar n este numărul de dinode. Există diverse configurații ale aranjării dinodelor. Se disting astfel următoarele tipuri constructive de fotomultiplicatori: a—liniar, b — cușcă circulară, c — cutie și d — jaluzele venețiene (fig. 4.27).

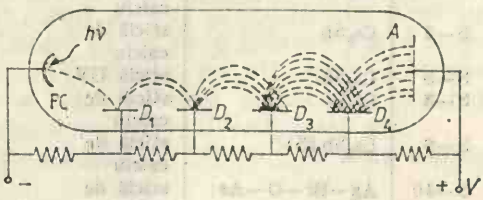


Fig. 4.26

În cazul fotomultiplicatorului liniar forma complicată a dinodelor produce un cîmp de focalizare care micșorează pierderile prin dispersie a electronilor. Datorită bunei focalizări poate fi utilizat un număr mare de dinode și în plus, dispersia timpului de tranzit este mică. Fotomultiplicatorul sub formă de cutie are focalizare slabă și dispersie mare a timpului de tranzit. În cazul fotomultiplicatorului de tip jaluzele venețiene dinodele

se fixează în paralel cu fotocatodul (semitransparent) și au astfel o arie activă mai mare. Însă, deoarece există un cîmp relativ slab la suprafața dinodelor, fotomultiplicatorul prezintă o distribuție largă a timpului de tranzit al electronilor. (Dispersia timpului de tranzit este dispersia timpului cu care sosesc la anod electronii secundari proveniți de la un electron pri-

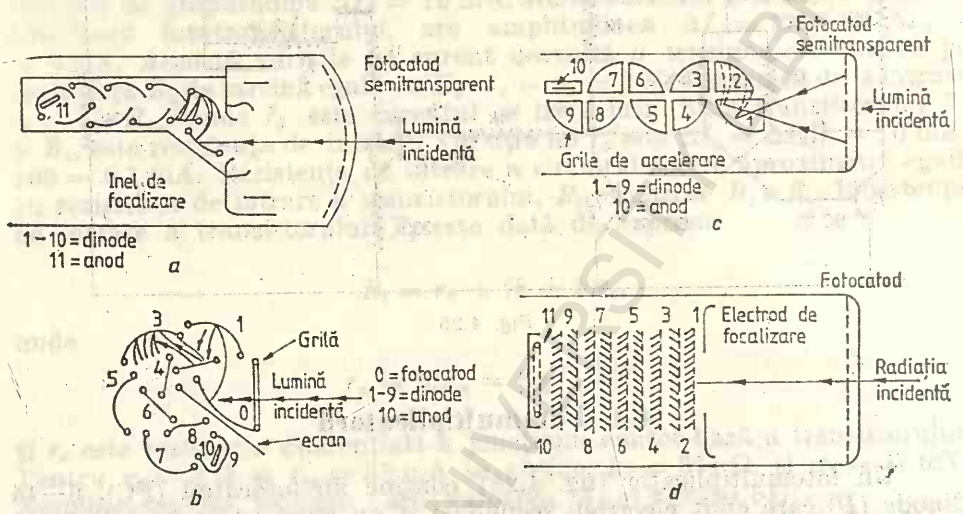


Fig. 4.27

Tabela 4.3.

Materiale pentru fotocatozi și fereastră utilizate în fotomultiplicatori

Fotomultiplicator	Material pentru fotocatod	Material pentru fereastră
S–1	Ag–O–Cs (S)	sticlă de calciu
S–3	Ag–O–Rb	sticlă de calciu
S–4	Cs_3Sb	sticlă de calciu
S–5	Cs_3Sb	sticlă UV
S–8	Cs_3Bi	sticlă de calciu
S–9	Cs_3Sb (S)	sticlă de calciu
S–10	Ag–Bi–O–As	sticlă de calciu
S–11	Cs_3Sb (S)	sticlă de calciu
S–13	Cs_3Sb (S)	cuarț topit
S–17	Cs_3Sb	sticlă de calciu
S–19	Cs_3Sb	cuarț topit
S–20	(Cs)Na_2KSb (S)	sticlă de calciu
S–21	Cs_3Sb (S)	sticlă UV
S–23	RbTe (S)	sticlă de cuarț
S–24	K_2NaSb (S)	sticlă borosilicată
S–25	(Cs)Na_2KSb (S)	sticlă de calciu

mar). Răspunsul spectral al fotomultiplicatorului depinde de materialele din care sînt confecționate fotocatodul și fereastra. Materialul din care este confecționat fotocatodul limitează spectrul la lungimi de undă lungi iar materialul din care este confecționată fereastra limitează spectrul la lungimi de undă scurte. Cînd fereastra este de cuarț limita la lungimi de undă scurte este 0,2 μm; această limită poate fi extinsă la 0,1 μm dacă se folosește fereastră de LiF. Materialele din care se confecționează fotoca-

todul și fereastra în fotomultiplicatorii standard notați cu litera S, căreia i se adaugă un număr, sînt reprezentate în tabela 4.3.

Responsivitatea spectrală pentru cîțiva fotomultiplicatori este reprezentată în figura 4.28 [4]. Ca materiale pentru dinode se folosesc Cs_3Sb și compușii Ag-Mg și Cu-Be oxidați. În ultimul timp se utilizează materiale cu afinitate negativă pentru electroni [1]. Sensibilitatea fotomultiplicatorului depinde de tensiunea aplicată, deoarece de aceasta depinde emisia secundară. Sensibilitatea luminoasă a unui fotomultiplicator RCA 931A este 3,3A/lumen [5] la o tensiune de 750 V. Acest fotomultiplicator conține 9 dinode și la o tensiune de 1 250 V, fiecare dinodă are coeficientul de multiplicare $A=4$, astfel că coeficientul total de multiplicare are valoarea $M=4^9=2{,}62\cdot10^5$. Fotomultiplicatorii se utilizează în spectrofotometre colorimetre etc. Nivelul minim de radiație care poate fi detectat este limitat de către curentul de întuneric și de către zgomot [1].

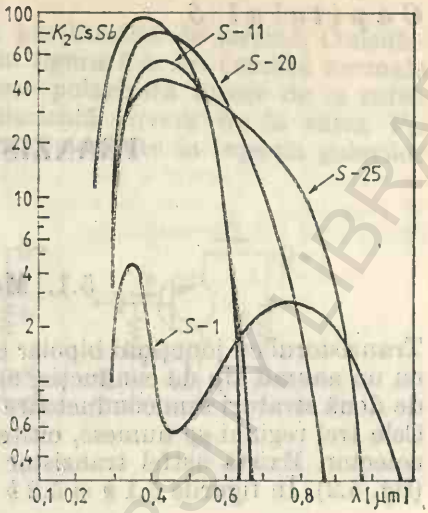


Fig. 4.28

Bibliografie

1. V. Dolocan, *Fizica joncțiunilor cu semiconductoare*, Edit. Academiei, București, 1982.
2. „ * „ *Optoelectronics*, Thory and Practice, ed. A. Chappell, Mc. Graw-Hill, 1978.
3. „ * „ *Optical and Infrared Detectors*, în Topics in Applied Physics ed. P. W. Kruse, Springer-Verlag, 1978.
4. D. H. Seib, L. W. Aukerman, *Photodetectors for the 0,1 to 1 μm spectral region*, în *Advances in Electronics and Electron Physics*, vol. 34, ed. L. Marton, Academic Press, 1973.
5. „ * „ *RCA Photomultipliers Manual PT-61, RCA Electronics Components*, Harrison, N.J, 1970.

BCU IAȘI / CENTRUL UNIVERSITAR

TRANZISTORUL BIPOLAR

5.1. Modul de funcţionare

Tranzistorul cu joncţiuni bipolar este alcătuit dintr-un strat semiconductor cu un anumit tip de conducţie, numit bază, mărginit de o parte şi de alta de două straturi semiconductoare cu conducţie de semn opus faţă de bază. Cele trei regiuni se numesc, citite de la stînga la dreapta, emitor, bază şi colector. Există astfel tranzistor $n-p-n$ (fig. 5.1) şi tranzistor $p-n-p$ (fig. 5.2). În figurile 5.1 *b* şi 5.2 *b* se reprezintă simbolurile utilizate în cir-

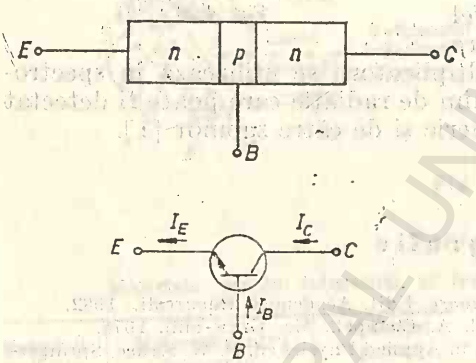


Fig. 5.1

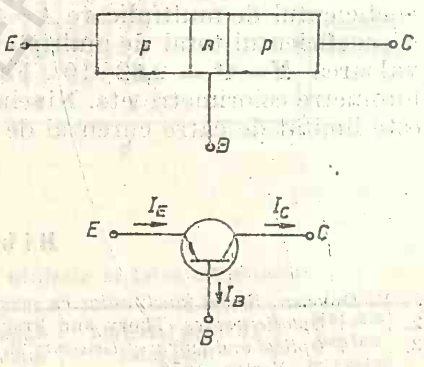


Fig. 5.2

cuit pentru cei doi tranzistori şi sensurile curenţilor în condiţii normale de funcţionare. Cititorul găseşte analiza amănunţită a proceselor fizice care au loc în tranzistor în [1]. În figura 5.3 (*a*, *b*, *c*) este reprezentată polarizarea tranzistorului $p-n-p$ în conexiunea cu baza comună, cu emitorul comun şi, respectiv, cu colectorul comun. În figura 5.4 (*a*, *b*, *c*) este reprezentată polarizarea tranzistorului $n-p-n$ în aceleaşi condiţii.

Cele două joncţiuni ale tranzistorului bipolar se numesc joncţiunea emitor-bază şi joncţiunea bază-colector. Funcţionarea tranzistorului se

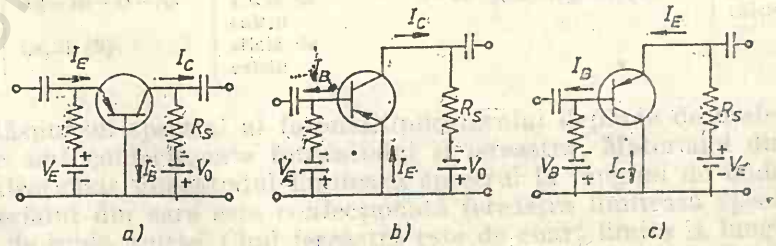


Fig. 5.3

bazează pe injecția, difuzia și colectarea purtătorilor de sarcină. Considerăm diagrama tranzistorului $p-n-p$ din figura 5.5. În condiții normale de funcționare joncțiunea emitor-bază este polarizată direct de la sursa V_e iar joncțiunea bază-colector este polarizată invers de la sursa V_0. Polarizarea directă a joncțiunii emitor-bază conduce la injecția golurilor

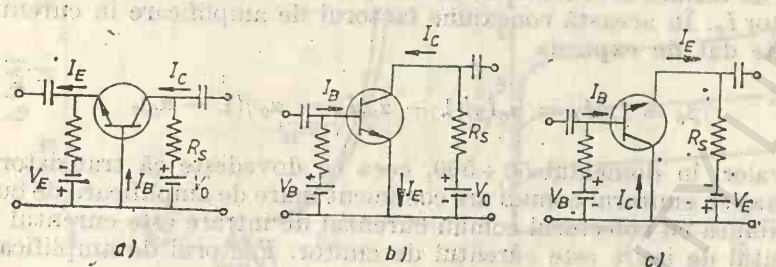


Fig. 5.4

din emitor în bază. Golurile în bază sînt purtători minoritari și difuzează prin bază către colector. Ajunse la joncțiunea colector-bază, care este polarizată invers, golurile merg pe barieră și sînt colectate de către colector. Nu toate golurile injectate în bază ajung la colector. O parte din ele recombină cu electronii din bază (care în cazul de față este semiconductor de tip n) și astfel apare un curent de recombinare dat de electronii care vin în bază de la polul negativ al bateriei V_e pentru a recombina cu golurile. Acesta este curentul bazei și se notează cu I_B. Regiunea bazei este suficient de subțire pentru ca acest curent să fie mult mai mic decît curentul de emitor, I_E, și decît curentul de colector, I_C. Este îndeplinită relația

$$I_E = I_C + I_B. \tag{5.1}$$

Se definește factorul, α_0, de amplificare în curent continuu, care este egal cu raportul dintre curentul de colector și curentul de emitor, astfel că se poate scrie

$$I_C = \alpha_0 I_E \tag{5.2}$$

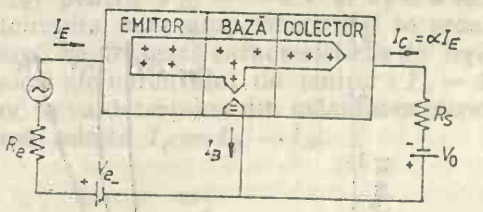


Fig. 5.5

și deci

$$I_B = (1 - \alpha_0) I_E. \tag{5.3}$$

În general, $\alpha_0 = 0{,}98 \div 0{,}99$ astfel că curentul din circuitul de ieșire este aproximativ egal cu curentul din circuitul de intrare. Deoarece rezistența emitor-bază (joncțiune polarizată direct) este mică în comparație cu rezistența colector-bază (joncțiune polarizată invers), curentul dintr-un circuit cu rezistență mică este transferat cu aproape aceeași valoare într-un circuit cu rezistență mare. Aceasta este de fapt funcția tranzistor (transfer rezistor). Funcția de amplificator de tensiune în conexiunea cu baza comună rezultă, de asemenea, din diferența mare dintre rezistența circuitului de colector și a celui de emitor. Introducînd în circuitul de la intrare un generator de semnal mic, cea mai mare parte din curentul alternativ

rezultat trece în circuitul de ieșire unde se poate introduce o rezistență mare de sarcină deoarece rezistența joncțiunii colector-bază, polarizată invers este mare. Curentul alternativ trecînd prin această rezistență dezvoltă o tensiune care este mult mai mare decît cea din circuitul de emitor (a generatorului de la intrare). În conexiunea cu emitorul comun curentul de intrare este curentul bazei I_B și curentul de ieșire este curentul de colector I_C. În această conexiune factorul de amplificare în curent continuu este dat de expresia

$$\beta_0 = I_C/I_B = \alpha_0 I_E/(1 - \alpha_0)I_E = \alpha_0/(1 - \alpha_0), \tag{5.4}$$

β_0 are valori în domeniul $50 \div 500$, ceea ce dovedește că tranzistorul în conexiunea cu emitorul comun are coeficient mare de amplificare de curent. În conexiunea cu colectorul comun curentul de intrare este curentul bazei iar curentul de ieșire este curentul de emitor. Factorul de amplificare în curent continuu, în acest caz, este dat de relația

$$I_E/I_B = 1 + \beta_0. \tag{5.5}$$

Se observă că cea mai mare amplificare de curent se obține în conexiunea cu colectorul comun.

5.2. Caracteristicile curent-tensiune ale tranzistorului

Pentru a exprima relațiile care există între tensiunile terminale și curenți sînt necesare două familii de curbe. Dintre toate posibilitățile, cele mai importante sînt curbele curent/tensiune de intrare și de ieșire. În conexiunea cu baza comună caracteristicile de intrare sînt $I_E = f(V_{EB})$, cu V_{BC} ca parametru, iar caracteristicile de ieșire sînt $I_C = f(V_{BC})$, cu I_E ca para-

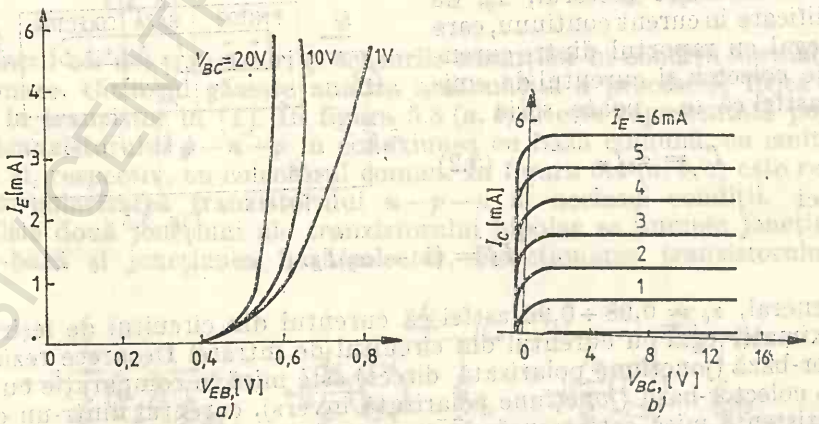


Fig. 5.6

metru. Aceste caracteristici sînt reprezentate în figurile 5.6 *a* și *b*, pentru un tranzistor din siliciu. În conexiunea cu emitorul comun caracteristicile de intrare sînt $I_C = f(V_{BE})$, cu I_{EO} ca parametru (fig. 5.7 *a*), iar caracte-

risticile de ieșire sînt $I_C = f(V_{EC})$, cu I_B ca parametru (fig. 5.7 *b*). Pentru trasarea punct cu punct a caracteristicilor în conexiunea cu baza comună se folosește circuitul din figura 5.8.

Tranzistorul folosit este de tip BC107, rezistența variabilă R este o cutie decadică de rezistențe și rezistența R_e din circuitul emitorului are

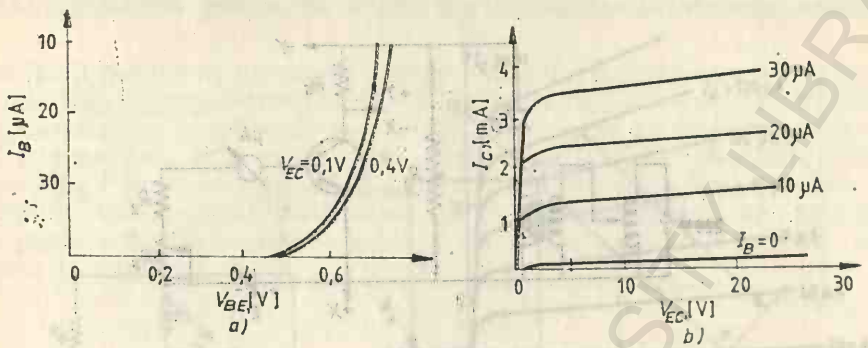


Fig. 5.7

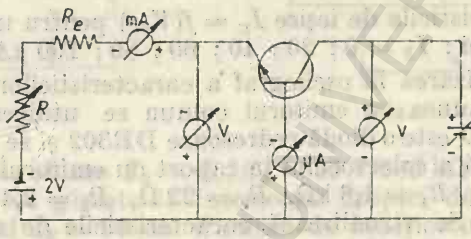


Fig. 5.8

valoarea 100 Ω. Pentru trasarea caracteristicilor se procedează astfel: (1) Se scurtcircuitează microampermetrul de la baza tranzistorului și se ridică caracteristica de intrare $I_E = f(V_{EB})$ pentru $V_{EC} = -4$ V și $I_E \leqslant 4$ mA. (2) Se desface legătură care scurtcircuita microampermetrul și se scoate din circuit voltmetrul de la intrare. Se trasează caracteristicile de ieșire $I_C = f(V_{EC})$ pentru următoarele valori ale curentului de emitor: $I_E = 1$; 2; 3; 4; 5 mA. Curentul de colector se va determina din măsurarea curenților bazei I_B și de emitor I_E după relația $I_C = I_E - I_B$.

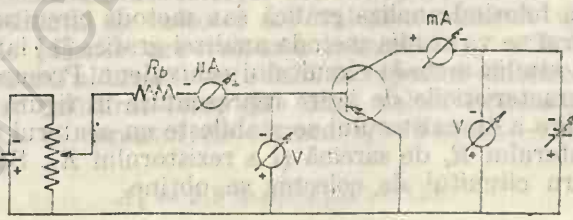


Fig. 5.9

Pentru trasarea punct cu punct a caracteristicilor în conexiunea cu emitorul comun se folosește circuitul din figura 5.9. Tranzistorul este de tip EFT 323 și rezistența R_b din circuitul bazei are valoarea de 5 kΩ. Se

procedează astfel: (1) Se trasează caracteristica de intrare $I_B = f(V_{BE})$ pentru $V_{EC} = -4$ V și $I_B = 100$ mA. Pentru regiunea inițială a caracteristicii se vor inversa legăturile la microampermetru deoarece $I_B < 0$. Se face corecția montajului aval cunoscînd valoarea rezistenței voltmetrului din circuitul de intrare. (2) Se scoate voltmetrul din circuitul de intrare și

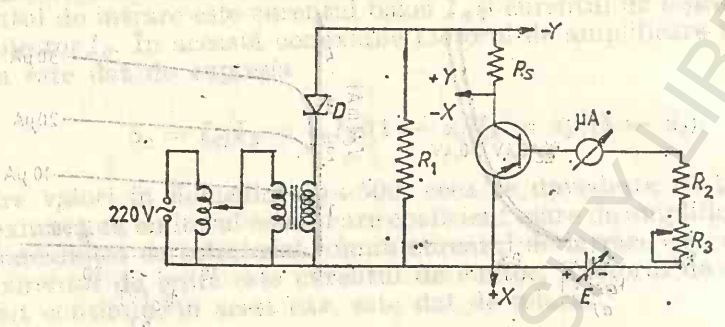


Fig. 5.10

se trasează caracteristicile de ieșire $I_C = f(V_{EC})$ pentru următoarele valori ale curentului bazei: $I_B = 0$; 20; 40; 60; 80; 100 μA.

Pentru vizualizarea la osciloscop a caracteristicilor statice ale tranzistorului în conexiunea cu emitorul comun se utilizează circuitul din figura 5.10. Dioda D este o diodă redresoare DR302 și se utilizează pentru polarizarea negativă a colectorului în raport cu emitorul. Rezistențele din circuit au valorile: $R_1 = 1{,}6$ kΩ, $R_s = 22$ Ω, $R_2 = 2{,}4$ Ω, R_3 (potențiometru) $= 0 \div 2$ kΩ. Se vizualizează caracteristicile de colector ale unui tranzistor EFT322 pentru diverse valori ale curentului bazei care se măsoară cu microampermetrul și a cărui valoare se reglează de la sursa E de tensiune continuă.

5.3. Amplificarea. Analiza grafică

În figura 5.11 se reprezintă un amplificator cu tranzistor bipolar în conexiunea cu emitorul comun. Rezistențele din circuit au valorile $R_G = 2$kΩ, $R_B = 500$ kΩ, $R_s = 2$ kΩ; sursa de tensiune $E_c = 30$ V. Amplificarea se poate studia folosind analiza grafică sau metoda circuitului echivalent. În acest paragraf se va studia metoda analizei grafice [1] iar în paragraful următor se va studia metoda circuitului echivalent. Presupunem că tranzistorul are caracteristicile de ieșire reprezentate în figura 5.12. Punctul P de funcționare a tranzistorului se stabilește cu ajutorul tensiunii bateriei E_c, a rezistorului R_s de sarcină și a rezistorului R_B. Scriind legea lui Kirchoff pentru circuitul de colector se obține

$$E_c = V_{EC} + I_C R_s, \tag{5.6}$$

care este cunoscută sub numele de ecuația dreptei de sarcină. Ea este reprezentată în figura 5.12 printr-o linie dreaptă suprapusă peste caracteristicile de colector. Linia de sarcină intersectează axa curentului la $I_C(\max) =$

$= E_c/R_s = 30\ \text{V}/2\ \text{k}\Omega = 15\ \text{mA}$ și axa tensiunilor la $V_{EC}(\text{max}) = E_c = 30\ \text{V}$ (cînd $I_C = 0$). Curentul bazei se stabilește cu ajutorul sursei E_c și rezistorului R_B

$$I_B = (E_c - V_{BE})\, R_B. \tag{5.7}$$

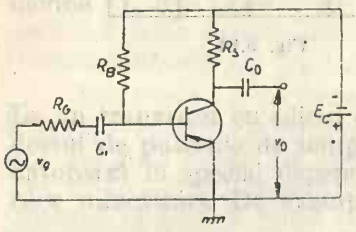


Fig. 5.11

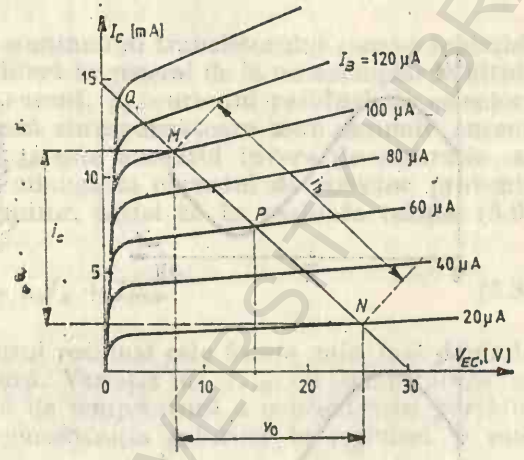


Fig. 5.12

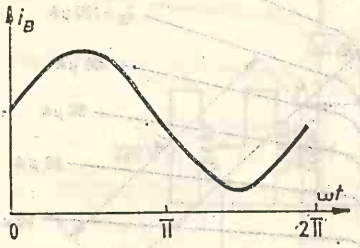
Pentru $V_{BE} \ll E_C$ se obține $I_B = E_C/R_B = 30\ \text{V}/500\ \text{k}\Omega = 60\ \mu\text{A}$. Punctul P de funcționare se găsește la intersecția dreptei de sarcină cu curba corespunzătoare lui $I_B = 60\ \mu\text{A}$. Punctul de funcționare fixat se găsește în centrul regiunii active ($I_C = 7{,}5\ \text{mA}$, $V_{EC} = 15\ \text{V}$), ceea ce permite o amplificare aproximativ liniară. Considerăm în continuare că se conectează sursa de semnal alternativ, v_g, în circuitul de intrare și aceasta determină o variație maximă a curentului bazei $i_{bm} = 40\ \mu\text{A}$. În semialternanța pozitivă valoarea maximă instantanee a curentului bazei este $i_{B\,\text{max}} = I_B + i_{bm} = 60\ \mu\text{A} + 40\ \mu\text{A} = 100\ \mu\text{A}$ și punctul P se deplasează în punctul M. În semialternanța negativă a lui v_g, valoarea minimă a curentului bazei este $i_{B\,\text{min}} = I_B - i_{bm} = 60\ \mu\text{A} - 40\ \mu\text{A} = 20\ \mu\text{A}$ și punctul, P, de funcționare se deplasează pe dreapta de sarcină pînă în N. În punctul M curentul de colector are valoarea maximă $i_{C\,\text{max}} = 11{,}4\ \text{mA}$ și tensiunea de colector are valoarea minimă $v_{EC} = 7{,}4\ \text{V}$. În punctul N curentul de colector are valoarea minimă $i_{C\,\text{min}} = 2{,}5\ \text{mA}$ iar tensiunea de colector are valoarea maximă $v_{EC} = 25{,}4\ \text{V}$. Amplificarea A_i a curentului alternativ este dată de raportul dintre curentul alternativ de colector (măsurat între cele două valori extreme) $i_c = 11{,}4 - 2{,}5\ \text{mA} = 9{,}8\ \text{mA}$ și curentul de intrare $i_b = 100\ \mu\text{A} - 20\ \mu\text{A} = 80\ \mu\text{A}$

$$A_i = 9{,}8\ \text{mA}/80\ \mu\text{A} = 111.$$

Tensiunea de la ieșire, $v_0 = 25{,}4 - 7{,}4 = 18\ \text{V}$ (măsurată între cele două extreme) și dacă tensiunea generatorului $v_g = 0{,}1\ \text{V}$ (măsurată între cele două extreme) se obține pentru amplificarea de tensiune în curent alternativ

$$A_v = -\,v_0/v_g = -\,180.$$

Semnul negativ apare deoarece o creștere pozitivă a lui v_g cauzează o creștere negativă a lui v_0. Forma undelor de curent și de tensiune este reprezentată în figura 5.13. În cele mai multe cazuri în circuitul de ieșire se introduce o rețea RC, așa cum se reprezintă în figura 5.14, pentru a se separa calea de curent continuu de calea de curent alternativ. În acest



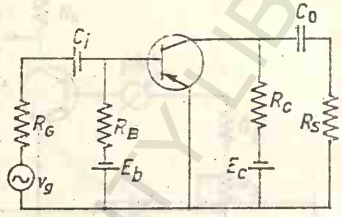
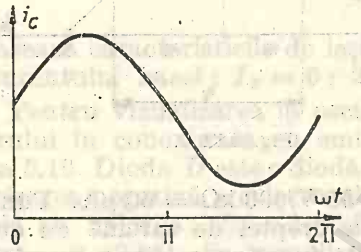


Fig. 5.14



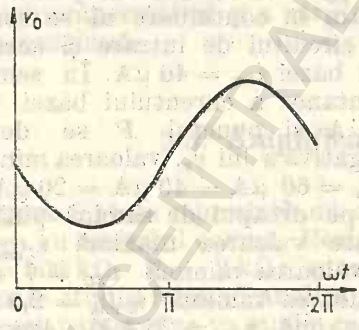


Fig. 5.13

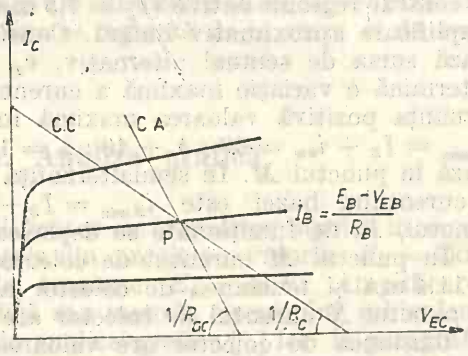


Fig. 5.15

caz există o dreaptă de sarcină în curent alternativ, care este diferită de dreapta de sarcină în curent continuu. În curent continuu dreapta de sarcină este determinată de ecuația $E_c = V_{EC} + I_C R_C$, care are panta $-1/R_C$. Punctul P de funcționare se găsește la intersecția acestei drepte cu curba corespunzătoare lui $I_B = (E_B - V_{BE})/R_B$. Dreapta care trece prin punctul P și are panta $-1/R_{ac}$, unde $R_{ac} = R_C R_s/(R_C + R_s)$, este dreapta de sarcină în curent alternativ. Cele două drepte de sarcină sînt reprezentate în figura 5.15. Punctele de pe dreapta de sarcină în curent alternativ sînt soluțiile simultane ale ecuației în curent alternativ $v_{EC} +$

$+ i_C R_{ac} = 0$ și caracteristicilor de colector. Cînd se aplică la intrare semnal alternativ punctul de funcționare se va deplasa pe dreapta de sarcină în curent alternativ.

5.4. Stabilitatea punctului static de funcționare a tranzistorului

Principalii parametri de curent continuu ai tranzistorului care se schimbă cu modificarea temperaturii (și diferă în general de la un exemplar la altul) sînt factorul de amplificare în curent, β_0, curentul rezidual de colector, I_{CO}, și tensiunea, V_{EB}, emitor-bază corespunzătoare unui anumit curent de emitor. Curentul rezidual I_{CBO} este curentul invers de saturație al joncțiunii bază-colector care se adaugă la curentul de colector provenit din purtătorii injectați de la emitor, astfel că în realitate relația (5.2) devine [1, 3]

$$I_C = \alpha_0 I_E + I_{CBO}. \tag{5.8}$$

La un tranzistor cu siliciu curentul rezidual este foarte mic, însă depinde destul de puternic de temperatură. Variația lui I_{CBO} cu temperatura se datorează în special dependenței de temperatură a concentrației purtătorilor minoritari. De exemplu, concentrația golurilor în regiunea p este

$$n_p = n_i^2/N_A \sim T^3 \, e^{-E_g/kT},$$

unde N_A este concentrația acceptorilor în regiunea colectorului.

Curentul rezidual I_{CBO} se determină măsurînd curentul de colector cu emitorul în gol. În conexiunea cu emitorul comun

$$I_C = \beta_0 I_B + I_{CEO}, \quad I_{CEO} = I_{CBO}/(1 - \alpha_0) \simeq \beta_0 I_{CBO}. \tag{5.9}$$

În conexiunea cu emitorul comun curentul rezidual I_{CEO} se determină măsurînd curentul de colector cu baza în gol pentru tensiunea dorită aplicată pe colector. De remarcat este faptul că influența temperaturii asupra curentului rezidual de colector în conexiunea cu emitorul comun este amplificată cu factorul β_0 față de cazul conexiunii cu baza comună. De aceea, stabilitatea punctului de funcționare cu temperatura este o problemă critică în conexiunea cu emitorul comun (unde curentul rezidual este o fracțiune mare din curentul de colector). Cu creșterea temperaturii caracteristicile de colector (fig. 5.12) se deplasează în sus și amplificatorul poate distorsiona semnalul alternativ dacă acesta are amplitudine mare; punctul de funcționare se deplasează în sus pe dreapta de sarcină și dacă acesta ajunge în Q (fig. 5.12) se obține la ieșire numai o semialternanță. Variația cu temperatura a curentului rezidual de colector joacă rol important în tranzistorii din germaniu. În tranzistorii din siliciu curentul rezidual de colector este foarte mic și rolul important îl joacă variația cu temperatura a tensiunii emitor-bază, V_{EB}, și a factorului β_0. Pentru ca amplificatorul să poată fi folosit pe un domeniu larg de temperatură circuitului i se aduc îmbunătățiri astfel încît creșterea curentului continuu de ieșire datorită temperaturii să conducă la micșorarea tensiunii de polarizare de la intrare, printr-un proces de reacție negativă, care determină micșorarea curentului

continuu de ieșire. Circuitul care se folosește în mod obișnuit este reprezentat în figura 5.16, unde rezistența R_E produce reacția negativă de tensiune continuă proporțională cu curentul de emitor (și deci și de colector) iar divizorul de tensiune R_1, R_2 menține o valoare constantă a tensiunii

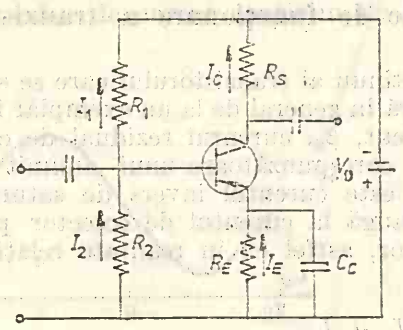


Fig. 5.16

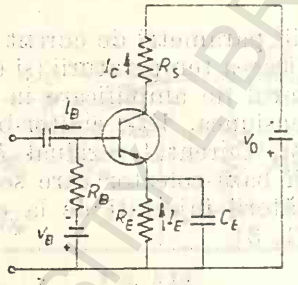


Fig. 5.17

V_{EB} pe bază. Capacitorul C_E se utilizează pentru evitarea reacției negative de tensiune alternativă. Pentru analiza circuitului din figura 5.16, care are o singură sursă de tensiune, este comod să se redeseneze acest circuit sub forma unui circuit cu două surse — o sursă la ieșire și alta la intrare. Circuitul Thevenin echivalent al circuitului din figura 5.16 este reprezentat în figura 5.17. Sursa de tensiune Thevenin, V_B,

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_0 \tag{5.10}$$

este conectată în serie cu rezistorul Thevenin, R_B,

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \tag{5.11}$$

În circuitul bazei se poate scrie

$$V_B = I_B R_B + V_{EE} + I_E R_E. \tag{5.12}$$

Substituind relația (5.9) în (5.12) și având în vedere că $I_C = I_E - I_B + I_{CEO}$, se obține

$$I_C = \frac{\beta}{(\beta + 1)R_E + R_B}(V_B - V_{EE}) + \frac{R_E + R_B}{R_E + \frac{R_B}{\beta + 1}} I_{CEO}. \tag{5.13}$$

Relația (5.13) indică stabilitatea valorii lui I_C cu variația temperaturii datorită introducerii lui R_E și divizorului de pe bază. Dreapta de sarcină este dată de relația

$$V_0 = I_c R_s + V_{EC} + I_E R_E \tag{5.14}$$

care pentru $I_C = I_E$ devine

$$V_0 = V_{EC} + I_C(R_s + R_E). \tag{5.15}$$

Stabilitatea punctului de funcționare se realizează atunci cînd $R_B > R_E$. De exemplu, pentru $R_E = 1\,k\Omega$, $R_1 = 50\,k\Omega$, $R_2 = 12\,k\Omega$, $R_s = 3\,k\Omega$ și $V_0 = 12$ V se obține $V_B = 2{,}32$ V, $R_B = 9{,}7\,k\Omega$. Dacă $\beta_0 = 80$ se obține o valoare a lui I_C (5.13) egală cu 1,6 mA iar pentru $\beta_0 = 160$ se obține $I_C = 1{,}7$ mA. Prin urmare pentru o variație a lui β_0 de două ori, I_C se modifică numai cu 0,1 mA și V_{EC} cu 0,4 V, adică punctul P de funcționare se deplasează pe o distanță mică. Pentru a obține cea mai bună stabilitate a punctului de funcționare, R_B trebuie să fie de $10 \div 15$ ori mai mare decît R_E. Pentru o valoare mai mare decît 15 a raportului R_B/R_E, punctul de funcționare suferă, de asemenea, o deplasare mare pe dreapta de sarcină cu variația temperaturii. Vom considera în continuare influența variației lui V_{BE} cu variația temperaturii. Din ecuația (5.13) se observă că I_C variază proporțional cu $V_B - V_{BE}$.

Tensiunea emitor-bază, V_{EB}, scade cu 2 mV/°C atunci cînd curentul bazei se menține constant, ceea ce conduce așa cum rezultă din relația (5.12) la creșterea lui I_C. Să presupunem că la temperatura camerei $V_B = 2{,}3$ V și $V_{BE} = 0{,}6$ V. La o creștere a temperaturii cu 100°C, V_{EB} scade cu 0,2 V și I_C crește cu 12%. Creșterea curentului I_C cu temperatura este diminuată aproape la zero în circuitul de stabilizare a polarizării reprezentat în figura 5.16. Stabilizarea punctului de funcționare în acest circuit se realizează astfel. Să presupunem că I_C crește. În acest caz crește tensiunea $V_E = I_E R_E = I_C R_E$. Creșterea lui V_E conduce la creșterea lui $V_B = V_{BE} + V_E$. Creșterea lui V_B conduce la creșterea lui $I_2 = V_B/R_2$. De asemenea, cu creșterea lui V_B scade $V_1 = I_1 R_1 = V_0 - V_B$ și deci scade I_1. Curentul bazei $I_B = I_1 - I_2$ scade deoarece I_1 scade și I_2 crește. Scăderea lui I_B conduce la scăderea lui $I_C = \beta_0 I_B$ și deci la revenirea lui la valoarea inițială stabilită pentru punctul de funcționare

5.5. Exemplu de proiectare a unui amplificator

Ne propunem să proiectăm un amplificator cu tranzistor în conexiunea cu emitorul comun, similar cu cel reprezentat în figura 5.16. Se dă un tranzistor cu $\beta_0 = 100$, rezistența de intrare $R_i = 650\ \Omega$ ale cărui caracteristici sînt reprezentate în figura 5.18 și o sursă de curent continuu cu $E_c = 20$ V. Se alege punctul P de funcționare pe curba $I_B = 30\ \mu A$ (fig. 5.18 *b*) la $I_C = 3{,}2$ mA (Punctul de funcționare se alege arbitrar, în centrul regiunii de amplificare liniară). Pentru $I_B \ll I_C$ în circuitul de ieșire se scrie relația

$$E_c - V_{EC} = (R_s + R_E)I_C. \tag{5.16}$$

Această relație conține trei necunoscute: V_{EC}, R_s și R_E. Experiența a arătat că tensiunea V_{EC} care cade pe tranzistor aflat în punctul P de funcționare este de dorit să aibă valoarea egală cu jumătatea din tensiunea electromotoare E_c a sursei de polarizare, adică, $V_{EC} = E_c/2$. În aceste

condiții ecuația (5.16) devine

$$\frac{E_c}{2} = I_C(R_s + R_E).$$

Pentru $E_c = 20$ V, $I_C = 3,2$mA (valorile alese de noi) rezultă

$$R_s + R_E = \frac{10}{3,2 \cdot 10^{-3}} \simeq 3100\ \Omega.$$

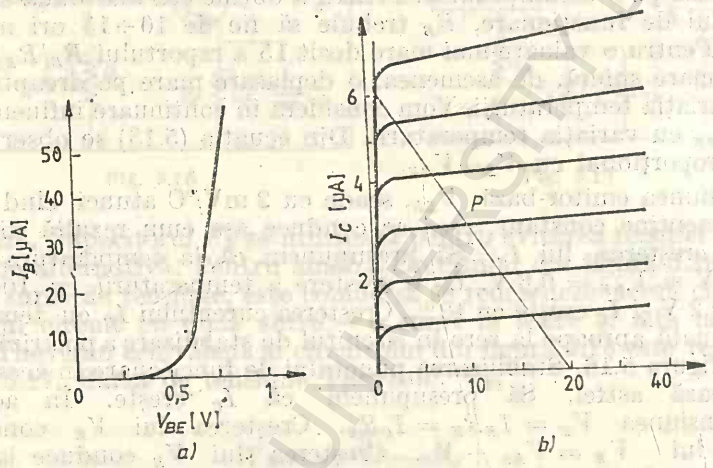


Fig. 5.18

Se poate acum trasa dreapta de sarcină care intersectează axa tensiunilor la $V_{EC} = E_c = 20$ V și axa curentului la $I_{C\,max} = E_c/(R_s + R_E) = 6,5$ mA. Valoarea lui R_E se alege astfel încît căderea de tensiune V_E pe această rezistență să fie $10 \div 20\%$ din tensiunea E_c de polarizare. Să alegem $V_E = 0,1\,E_c = 2$ V. Pentru R_E rezultă valoarea $R_E = V_E/I_E = V_E/I_C = 2/3,2 \cdot 10^{-3} = 600\ \Omega$. Pentru rezistența de sarcină se obține $R_s = 3\,100 - 600 = 2\,500\ \Omega$. Considerăm în continuare circuitul de intrare. Din caracteristica de intrare (fig. 5.18 *a*) se găsește că pentru $I_B = 30\ \mu$A, $V_{EB} = 0,7$ V. Tensiunea bazei $V_B = V_E + V_{EB} = 2 + 0,7 = 2,7$ V. R_1 și R_2 se determină din următoarele două ecuații

$$I_1 \simeq I_2 = \frac{E_c}{R_1 + R_2}, \tag{5.17}$$

$$V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_c. \tag{5.18}$$

Alegem $I_1 = I_2 = 10\,I_B = 10 \cdot 30\mu\text{A} = 0,3\text{mA}$. Din ecuația (5.17) se obține

$$R_1 + R_2 = E_c/I_1 = 20/3 \cdot 10^{-4} = 67\ \text{k}\Omega. \tag{5.19}$$

BCU IAȘI UNIVERSITY LIBRARY

Din ecuația (5.18) se găsește

$$R_2 = (R_1 + R_2)\, V_B/E_c = 67\,000 \cdot 2{,}70/20 = 9\ \text{k}\Omega$$

și prin urmare

$$R_1 = 67\ \text{k}\Omega - 9\ \text{k}\Omega = 58\ \text{k}\Omega.$$

Circuitul este astfel proiectat complet [6]. Rezistența $R_2 = 9\ \text{k}\Omega$ este în paralel cu rezistența internă $R_i = 650\ \Omega$ a tranzistorului și are o asemenea valoare încît nu șuntează R_i. Valoarea lui

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 7{,}8\ \text{k}\Omega$$

este mai mare decît $R_E = 600\ \Omega$ astfel că este îndeplinită condiția de stabilitate a punctului de funcționare cu temperatura.

5.6. Circuite echivalente

Funcționarea unui amplificator cu tranzistor cu joncțiuni bipolar poate fi analizată grafic, așa cum s-a procedat în paragrafele precedente, sau analitic folosind metoda circuitului echivalent. S-au propus mai multe circuite echivalente [4]. Dintre acestea se folosesc mai mult circuitul echivalent în T și circuitul echivalent în π. Circuitul echivalent în T este circuitul natural al tranzistorului simplificat. Circuitul echivalent în π consideră tranzistorul ca o rețea cu patru terminale, care are anumiți parametri de intrare și de ieșire măsurabili. Acești parametri se numesc parametri h sau hibrizi [5].

5.6.1. Circuitul echivalent în T

Are forma literei T și este reprezentat în figura 5.19—5.21 pentru tranzistorul în conexiunea cu baza comună, cu emitorul comun și, respectiv, cu

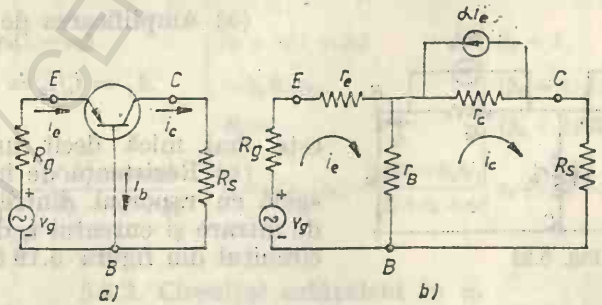


Fig. 5.19

colectorul comun. Parametrii din circuit au următoarea semnificație. $\alpha_0 = i_c/i_e$ este factorul de amplificare în curent alternativ, unde i_c și i_e sînt componentele alternative ale curentului din tranzistor; r_c este rezis-

tența colectorului, adică rezistența joncțiunii bază-colector polarizată invers; $r_e = r'_e/2$, unde $r'_e = kT/qI_E$ este rezistența emitorului, adică rezistența joncțiunii emitor-bază la polarizare directă; $r_b = r'_b + \beta_0 r'_e/2$, unde r'_b este rezistența bazei; $\alpha_0 i_e$ este un generator de curent. De fapt circuitul

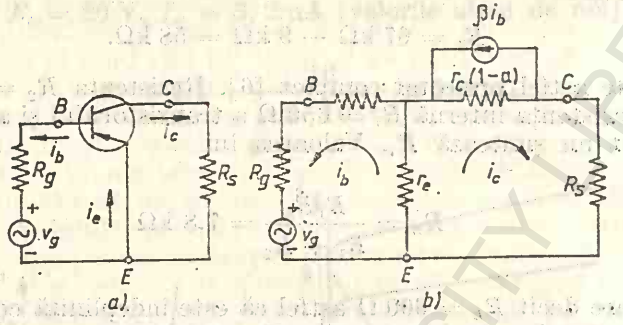


Fig. 5.20

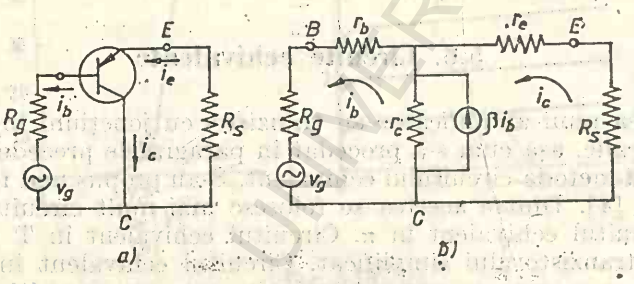


Fig. 5.21

echivalent în T este versiunea simplificată a circuitului natural al tranzistorului care este reprezentată în figura 5.22. În acest circuit g_{ec} este conductanța de reacție din emitor și generatorul de curent $g_{ec}v_0$ reprezintă reacția colectorului asupra emitorului. În circuitul echivalent în T acest generator este neglijat. Să considerăm amplificatorul cu transzistor în conexiunea cu baza comună și să exprimăm mărimile caracteristice ale amplificatorului în funcție de parametri circuitului echivalent în T.

(a) Amplificarea de curent

$$A_i = i_c/i_e \doteq \alpha_0 \qquad (5.20)$$

este mai mică decît unitatea.

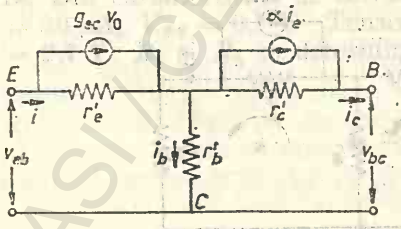


Fig. 5.22

(b) Rezistența de intrare, r_{ib}, este egală cu raportul dintre tensiunea v_{eb} de intrare și curentul i_e de intrare. Din circuitul din figura 5.19 *b* rezultă

$$v_{eb} = i_e(r_e + r_b) - i_c r_b.$$

Avînd în vedere relația (5.20) se poate scrie

$$v_{eb} = i_e(r_e + r_b) - \alpha_0 i_e r_b = i_e[r_e + (1 - \alpha_0)r_b],$$

de unde se obține valoarea rezistenței de intrare

$$r_{ib} = \frac{v_{eb}}{i_e} = r_e + (1 - \alpha_0) r_b. \tag{5.21}$$

(c) Amplificarea de tensiune

$$A_v = A_i R_s / R_i, \tag{5.22}$$

unde R_s este rezistența de sarcină din circuitul colectorului și R_i este rezistența de intrare a amplificatorului: $R_i = R_g + r_{ib}$. Dacă $R_i = r_{ib}$ și se consideră $A_i = \alpha_0 = 1$, se obține

$$A_v = \alpha_0 R_s / R_i \simeq R_s / r_{ib}. \tag{5.23}$$

(d) Amplificarea de putere

$$A_p = A_v \cdot A_i \simeq \alpha_0^2 R_s / r_{ib}. \tag{5.24}$$

Rezistența de ieșire, r_{ob}, are valoarea

$$r_{ob} = r_b + r_c - r_b (r_b + \alpha_0 r_c)/(R_g + r_b + r_e). \tag{5.25}$$

În tabela 5.1 sînt prezentate caracteristicile amplificatorilor în cele trei conexiuni în funcție de parametrii circuitului echivalent în T.

Tabela 5.1

Mărimile caracteristice ale amplificatorului în funcție de parametrii circuitului echivalent în T

Parametrul	Baza comună	Emitor comun	Colector comun
A_i	α_0	β_0	$r_c + r_b - \dfrac{r_c^2(1-\alpha_0)}{R_s + r_e + r_c(1+\alpha)}$
r_i	$r_e + r_b(1-\alpha_0)$	$r_b + r_e(1+\beta_0)$	$\beta_0 + 1$
A_v	R_s/r_i	$-\beta_0 R_s/r_i$	$(\beta_0+1)R_s/r_i$
A_p	R_s/r_i	R_s/r_i	$(\beta_0+1)^2 R_s/r_i$
r_0	$r_b + r_c - \dfrac{r_b(r_b+\alpha_0 r_c)}{R_g + r_b + r_c}$	$r_e + r_c(1-\alpha_0) - \dfrac{r_c(r_e - \alpha_0 r_c)}{R_g + r_b + r_e}$	$r_e + r_c(1-\alpha) - \dfrac{r_c^2(1-\alpha_0)}{R_g + r_b + r_c}$

5.6.2. Circuitul echivalent în π. Parametrii hibrizi

Parametrii h se folosesc în mod uzual pentru caracterizarea tranzistorilor deoarece se pot măsura ușor atît la frecvențe joase cît și la frecvențe înalte. Pentru definirea parametrilor hibrizi se consideră tranzistorul ca o

rețea cu patru terminale (cutie neagră), așa cum este reprezentat în figura 5.23. Parametrii h sînt definiți prin următoarele relații ale circuitelor de intrare și de ieșire

$$v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2,\ i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2. \tag{5.26}$$

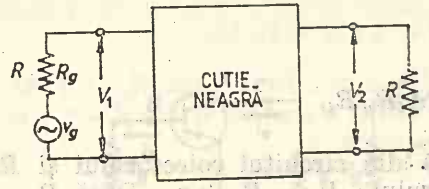


Fig. 5.23

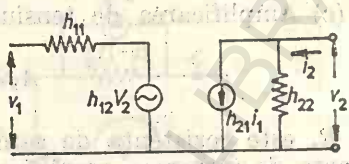


Fig. 5.24

Cînd ieșirea este la scurtcircuit, $v_2 = 0$, rezultă:
$h_{11} = v_1/i_1$ = impedanța de intrare,
$h_{21} = i_2/i_1$ = amplificarea de curent.
Cînd intrarea este la circuit deschis, $i_1 = 0$, se obține:
$h_{12} = v_1/v_2$ = factorul de reacție,
$h_{22} = i_2/v_2$ = impedanța de ieșire.

Cu aceste definiții circuitul echivalent al tranzistorului arată ca în figura 5.24 și are forma literei π. De obicei, în locul indicilor numerici se utilizează alți indici. Astfel, pentru tranzistorul în conexiunea cu emitorul comun parametrii h se scriu: h_{ie} = impedanța de intrare; h_{fe} = amplificarea de curent; h_{re} = factorul de reacție; h_{oe} = admitanța de ieșire. În conexiunea cu baza comună acești parametri sînt h_{ib}, h_{fb}, h_{rb}, h_{ob} iar în conexiunea cu colectorul comun aceștia sînt h_{ic}, h_{fc}, h_{rc}, h_{oc}. Circuitele echivalente în π pentru cele trei conexiuni sînt reprezentate în figura 5.25—5.27. Caracteristicile amplificatorului în funcție de parametrii h sînt date de următoarele expresii:

$$r_i = h_{11} - h_{12}A_iR_s,\ A_i = h_{21}/(1 + h_{22}R_s),\ A_v = -A_iR_s/r_i, \tag{5.27}$$

$$A_p = A_i \cdot A_v,\ r_0 = 1/[h_{22} - h_{12}h_{21}/(R_g + h_{11})]. \tag{5.28)—(5.29}$$

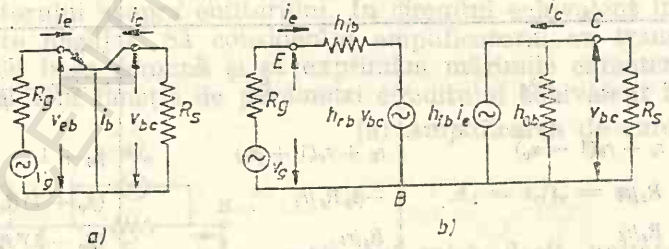


Fig. 5.25

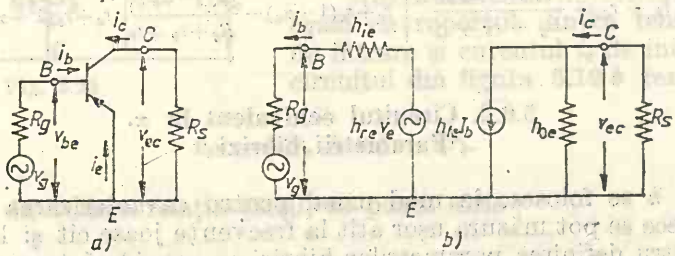


Fig. 5.26

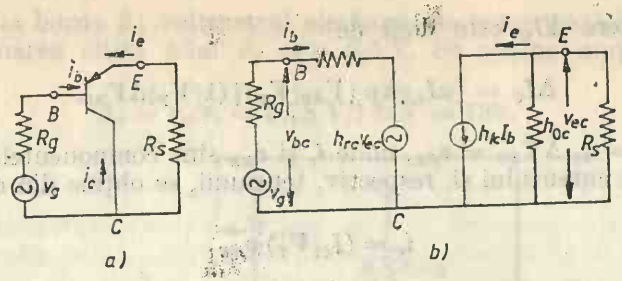


Fig. 5.27

5.6.3. Circuitul echivalent în π simplificat

În figura 5.28 este reprezentat circuitul echivalent în π simplificat pentru tranzistorul în conexiunea cu emitorul comun. Rezistența de intrare r_π este raportul dintre creșterea tensiunii bază-emitor și creșterea curentului bazei; în cele mai multe cazuri ea reprezintă rezistența în curent alternativ dintre bază și emitor și este egală cu $h_{ie} = h_{11}$. Sursa de curent $h_{fe}i_b$ s-a înlocuit cu o sursă de tensiune $g_m v_{be}$; g_m se numește transconductanță.

Avînd în vedere notațiile din figura 5.28 se pot scrie

$$i_b = v_{be}/r_\pi. \tag{5.30}$$

Folosind relația $i_c = \beta_0 i_b$ rezultă

$$i_c = (\beta_0/r_\pi)v_{be}. \tag{5.31}$$

În notația utilizată

$$i_c = g_m v_{be}, \tag{5.32}$$

astfel că se obține

$$\beta_0 = g_m r_\pi. \tag{5.33}$$

Din această relație se determină r_π dacă se cunosc β_0 și g_m. Deși este un parametru de curent alternativ, g_m se poate determina din relația

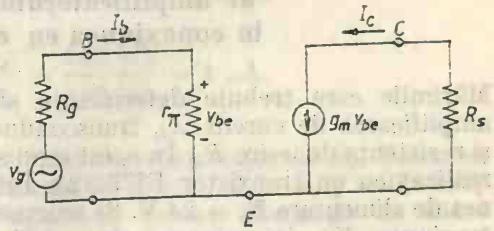


Fig. 5.28

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}, \tag{5.34}$$

unde I_C este curentul continuu de colector măsurat în punctul de funcționare și $V_T = nkT/q$, unde q este sarcina electronului și n are valoarea cuprinsă între 1 și 2. Pentru joncțiunea $p - n$ ideală, $n = 1$ și la temperatura camerei se ia pentru V_T valoarea de 25 mV.

Pentru a deduce relația (5.34) se consideră expresia

$$I_C = \alpha I_E = \alpha I_s \exp(qV_{BE}/kT). \tag{5.35}$$

O creștere ΔI_C este dată de

$$\Delta I_C = [\alpha I_s \exp(V_{BE}/V_T)](1/V_T)\Delta V_{BE}. \tag{5.36}$$

Notînd $\Delta I_C = i_c$, $\Delta V_{BE} = v_{BE}$, unde i_c și v_{BE} sînt componentele în curent alternativ ale curentului și, respectiv, tensiunii, se obține din ecuația(5.36)

$$i_c = (I_C/V_T)\, v_{BE} \tag{5.37}$$

Comparînd ecuația (5.37) cu ecuația (5.32) se obține relația (5.34). De asemenea, se poate scrie (fig. 5.28)

$$v_{be} = \frac{r_\pi}{r_\pi + R_g} v_g, \quad v_0 = -g_m R_s v_{be}, \tag{5.38}$$

și rezultă pentru amplificarea de tensiune expresia

$$A_v = \frac{v_0}{v_g} = \frac{-g_m r_\pi R_s}{r_\pi + R_g} = \frac{-\beta R_s}{r_\pi + R_g}. \tag{5.39}$$

Amplificarea de curent este dată de

$$A_i = i_c/i_b = \beta_0$$

și

$$A_p = A_i \cdot A_v.$$

Rezistența de intrare a amplificatorului din figura 5.28 este $r_\pi + R_g$ iar rezistența de ieșire este $(1/h_{oe}) + R_s$.

5.7. Măsurarea parametrilor caracteristici ai amplificatorului cu tranzistor în conexiunea cu emitorul comun

Mărimile care trebuie determinate sînt: amplificarea de tensiune A_v, amplificarea de curent A_i, transconductanța g_m, rezistența de intrare R_i și rezistența de ieșire R_0. În acest scop se utilizează circuitul din figura 5.29 realizat cu un tranzistor EFT 323. Între bornele *6* și *1* se aplică tensiunea de alimentare $E_c = 24$ V. Se scurtcircuitează bornele *4* și *6* și se reglează tensiunea V_{EC} la valoarea de -4 V cu ajutorul potențiometrului din circuitul bazei. Tensiunea V_{EC} se măsoară cu ajutorul unui voltmetru electronic conectat între bornele *5* și *1*. Curentul de colector va avea valoarea

$$I_C = (E_C - V_{EC})/R_s = (24-4)/10 \cdot 10^3 = 2 \text{ mA}.$$

Se aplică la intrare, între bornele *3* și *1*, o tensiune $v_i = 1$ mV de la un generator de curent alternativ, pe frecvența de aproximativ 1 kHz și se măsoară cu un voltmetru electronic de curent alternativ tensiunea

v_0 de ieșire, la borna *5*; voltmetrul electronic se conectează între bornele *5* și *1*. Valoarea citită a lui v_0 este 0,5 V. Se obține amplificarea de tensiune

$$A_v = v_0/v_i = 0{,}78 \text{ V}/1 \text{ mV} = 780.$$

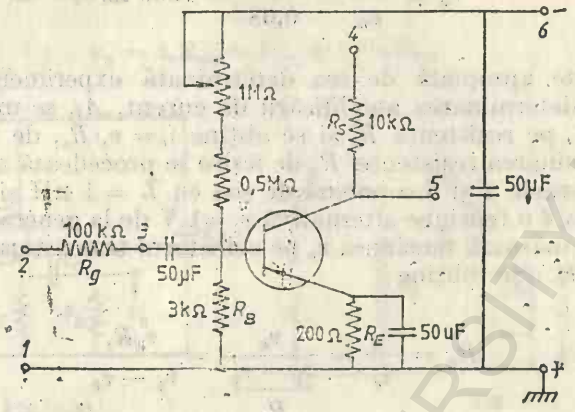


Fig. 5.29

Din ecuația (5.39) rezultă

$$g_m = A_v/R_s = 780/10 \cdot 10^3 = 0{,}078 \ \Omega^{-1}.$$

Dacă se evaluează g_m, din relația (5.34) se obține

$$g_m = I_c/25 \text{ mV} = 2 \text{ mA}/25 \text{ mV} = 0{,}08 \ \Omega^{-1},$$

valoare foarte apropiată de cea determinată experimental. Pentru determinarea rezistenței R_i de intrare se scoate generatorul de curent alternativ de la borna *3* și se conectează la borna *2*; se reglează o valoare a tensiunii $v_g = 100$ mV. Se măsoară tensiunea v_i, care cade pe baza tranzistorului, cu ajutorul unui voltmetru de curent alternativ conectat între bornele *3* și *1*. Curentul de intrare, i_g, se determină din relația

$$i_g = \frac{v_g - v_i}{R_g + R_i} \simeq \frac{v_g}{R_g} = \frac{100 \text{ mV}}{100 \text{ kΩ}} = 1 \ \mu\text{A}.$$

S-a neglijat R_i, având valoare foarte mică în comparație cu R_g. Valoarea măsurată a lui v_i este de 0,8 mV. rezistența de intrare $R_i = v_i/i_g = 0{,}8 \text{ mV}/1 \mu\text{A} = 800 \ \Omega$. Deoarece R_E este șuntată în curent alternativ de către condensatorul C_E, rezistența de intrare este compusă din R_B conectată în paralel cu r_π

$$R_{in} = R_B \cdot r_\pi/(R_B + r_\pi)$$

de unde se determină r_π

$$r_\pi = \frac{R_{in} \cdot R_B}{R_B - R_{in}} = \frac{3 \text{ kΩ} \cdot 800 \ \Omega}{3 \text{ kΩ} - 800 \ \Omega} = 1090 \ \Omega.$$

BCU IAȘI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Valoarea lui r_π se poate calcula din relația (5.33). Pentru $\beta_0 = 80$ în punctul de funcționare se obține

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{80}{0{,}08} = 1000\ \Omega,$$

valoarea foarte apropiată de cea determinată experimental.

Pentru determinarea amplificării de curent, A_i, se măsoară căderea de tensiune v_s pe rezistența R_s și se obține $i_c = v_s/R_s$, de unde $A_i = i_c/i_g$. Pentru determinarea rezistenței R_0 de ieșire se procedează astfel. Se conectează între bornele *4* și *6* o bobină de șoc cu $L = 1$ nH și $r = 10\ \Omega$ și se aplică la borna *4* o tensiune alternativă $v_1 = 1$ V de la generatorul de curent alternativ. Se măsoară tensiunea v_0 pe colectorul tranzistorului (între borna *5* și borna *1*). Se obține

$$R_0 = \frac{v_0}{i_c} = \frac{v_0}{\dfrac{v_1 - v_0}{R_s}} = \frac{v_0 R_s}{v_1 - v_0}.$$

5.8. Amplificator cu tranzistor în conexiunea cu colectorul comun (Repetor pe emitor)

În cazul amplificatorului cu tranzistor în conexiunea cu colectorul comun, colectorul se conectează direct la sursa de curent continuu E_c, iar rezistența R_s de sarcină se conectează în circuitul de emitor. Circuitul utilizat în mod obișnuit este cel din figura 5.30. Vom analiza întîi funcționarea circuitului în curent continuuu și apoi în curent alternativ. Tensiunea V_B la intrarea tranzistorului are valoarea

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_c. \tag{5.40}$$

Există, de asemenea, relațiile

$$V_B = V_{BE} + V_E,\ V_E = R_E I_E \simeq R_E I_C, \tag{5.41}$$

unde se poate considera $V_E = E_c/2$, astfel că

$$R_E \simeq E_c/2I_C. \tag{5.42}$$

Circuitul echivalent în curent alternativ este reprezentat în figura 5.31, unde

$$R_B = R_1 R_2/(R_1 + R_2);\quad R_{ac} = R_E R_s/(R_E + R_s), \tag{5.43}$$

iar tensiunea de intrare

$$v_i = i_b r_\pi + i_e R_{ac}. \tag{5.44}$$

Substituind $i_e = (\beta + 1)i_b$, se poate scrie

$$v_i = i_b[r_\pi + (\beta_0 + 1)R_{ac}]. \tag{5.45}$$

Tensiunea de ieșire

$$v_0 = i_e R_{ac} = (\beta_0 + 1)\, i_b R_{ac}, \tag{5.46}$$

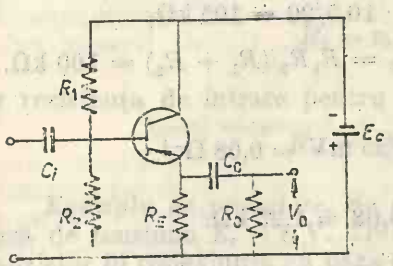


Fig. 5.30

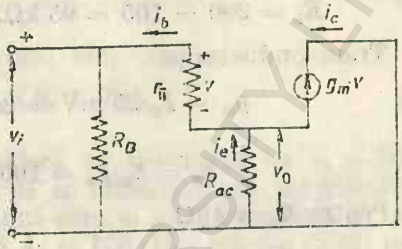


Fig. 5.31

iar amplificarea de tensiune

$$A_v = \frac{v_0}{v_i} = \frac{(\beta_0 + 1)R_{ac}}{r_\pi + (\beta_0 + 1)R_{ac}}. \tag{5.47}$$

Deoarece r_π este în general mult mai mică decît R_{ac} se obține $A_v = 1$. Rezistența de intrare a tranzistorului în această conexiune este

$$R_i = \frac{v_i}{i_b} = \frac{i_b[r_\pi + (\beta_0 + 1)R_{ac}]}{i_b} = r_\pi + (\beta_0 + 1)R_{ac}. \tag{5.48}$$

În general r_π este mult mai mică decît R_{ac}, astfel că $R_i = \beta_0 R_{ac}$.

Rezistența de intrare a etajului

$$R_{in} = R_i \cdot R_B/(R_i + R_B), \tag{5.49}$$

iar amplificarea de curent

$$A_i = i_c/i_b = \beta_0 + 1. \tag{5.50}$$

Amplificatorul cu repetor pe emitor are amplificarea de tensiune aproximativ egală cu unitatea însă are avantajul că rezistența R_i de intrare este de β_0 ori mai mare decît rezistența R_{ac} de ieșire și poate fi utilizat ca transformator de impedanță.

Exemplu de proiectare. Să se proiecteze circuitul din figura 5.30 cu următorii parametrii:

$$\beta_0 = 100, \quad I_C = 2\ \text{mA}, \quad E_c = 20\ \text{V}, \quad V_{BE} = 0{,}5\ \text{V}.$$

Considerînd $V_{EC} = E_c/2 = 10$ V, rezultă

$$R_E = E_c/2I_C = 20\ \Omega/2 \cdot 0{,}002 = 5\ \text{k}\Omega$$

şi

$$V_B = 10 + 0{,}5 = 10{,}5\ \text{V}.$$

Se alege $R_1 + R_2 = 200$ kΩ şi din ecuaţia (5.40) se obţine

$$R_2 = (R_1 + R_2)V_B/E_c = 200 \cdot 10{,}5/20 = 105\ \text{k}\Omega,$$

$$R_1 = 200 - 105 = 95\ \text{k}\Omega,\quad R_B = R_1R_2/(R_1 + R_2) = 100\ \text{k}\Omega.$$

Transconductanţa

$$g_m = I_C/25\ \text{mV} = 2\text{mA}/25\ \text{mV} = 0{,}08\ \Omega^{-1}$$

şi

$$r_\pi = \beta_0/g_m = 100\ \Omega/0{,}08 = 1{,}25\ \text{k}\Omega.$$

Pentru $R_s = 4\text{k}\Omega$

$$R_{ac} = R_sR_E/(R_s + R_E) = 4 \cdot 5/(4 + 5) = 2{,}2\ \text{k}\Omega.$$

Din ecuaţia (5.49) se obţine

$$R_i = r_\pi + (\beta_0 + 1)R_{ac} = 1{,}25 + 101 \cdot 2{,}2 = 223{,}45\ \text{k}\Omega$$

şi din ecuaţia (5.50) rezultă

$$R_{in} = \frac{R_iR_B}{R_i + R_B} = \frac{223{,}45 \cdot 100}{223{,}45 + 100} = 67\ \text{k}\Omega.$$

5.9. Amplificator cu tranzistor în conexiunea cu baza comună

Amplificatorul cu tranzistor în conexiunea cu baza comună este reprezentat în figura 5.32. Circuitul este similar cu cel al amplificatorului în conexiunea cu emitorul comun cu deosebirea că semnalul de intrare v_i

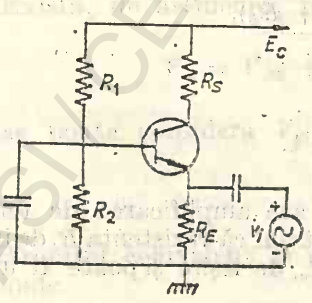


Fig. 5.32

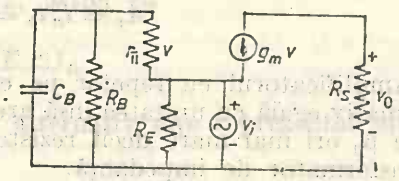


Fig. 5.33

se aplică între emitor şi bază iar semnalul de ieşire v_0 se culege între colector şi bază. Circuitul echivalent este reprezentat în figura 5.33, unde $R_B = R_1R_2/(R_1 + R_2)$.

BCU IAŞI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Amplificarea de curent este $\alpha_0 = i_c/i_e = \beta_0/(\beta_0 + 1)$, iar cea de tensiune

$$A_v = v_0/v_i = g_m v_i \cdot R_s/v_i = g_m R_s. \tag{5.51}$$

În circuitul considerat, în curent alternativ, rezistența R_E este șuntată de către capacitorul C_E, rezistența de intrare $R_i = v_i/i_i$, unde $v_i = i_b \cdot r_\pi$ și $i_i = i_b + \beta_0 i_b = i_b(\beta_0 + 1)$. Se obține

$$R_i = v_i/i_i = r_\pi/(\beta + 1), \tag{5.52}$$

iar rezistența de intrare pentru întregul etaj este

$$R_{in} = R_i \cdot R_E/(R_i + R_E). \tag{5.53}$$

Exemplu de proiectare. Se consideră un tranzistor cu $\beta_0 = 50$ și o sursă de tensiune $E_c = 8$ V. Trebuie să se proiecteze un amplificator cu tranzistor în conexiunea cu baza comună care să aibă rezistența de intrare $R_i = 50\ \Omega$ și amplificarea de tensiune $A_v = 120$. Din relația (5.52) rezultă

$$r_\pi = (\beta_0 + 1)R_i = 605\ \Omega.$$

Din relația (5.33) se obține

$$g_m = \beta_0/r_\pi = 120/605 = 0{,}02\ \Omega^{-1}$$

și din relația (5.34) se obține valoarea I_C a curentului continuu în punctul de funcționare

$$I_C = 25\ \text{mV} \cdot g_m = 25\ \text{mV} \cdot 0{,}02\ \Omega^{-1} = 0{,}5\ \text{mA}.$$

Din relația (5.52) se obține

$$R_s = A_v/g_m = 120/0{,}02\ \Omega^{-1} = 6\ \text{k}\Omega.$$

5.10. Limitarea frecvenței de funcționare

În figura 5.34 este reprezentată amplificarea de tensiune A_v a unui amplificator cu tranzistor în funcție de frecvența semnalului alternativ. Reprezentarea se face la scară logaritmică. Amplificarea este normată la valoarea ei maximă $A_{v\,max}$ și este exprimată în dB

$$\frac{A_v}{A_{v\,max}}\,[\text{dB}] = 20 \log \left| \frac{A_v}{A_{v\,max}} \right|.$$

Banda de frecvență se întinde între frecvențele f_1 (joasă) și f_2 (înaltă). La aceste frecvențe amplificarea de tensi-

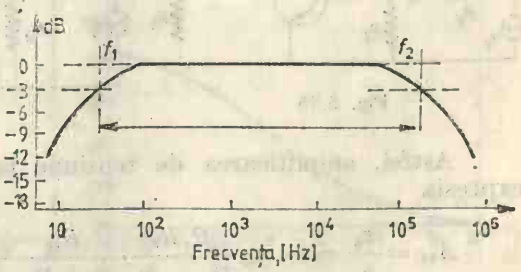


Fig. 5.34

une scade la $1/\sqrt{2}$ din valoarea ei maximă și are valoarea $20 \log (0{,}707) = -3$dB. De aceea, aceste frecvențe limită se mai numesc și frecvențe de 3 dB. La amplificatorul în conexiunea cu emitorul comun $A_{v\,max}$ are un unghi de fază egal cu π (tensiunea de ieșire este defazată cu unghiul π față de tensiunea de intrare). La frecvențe joase defazajul crește ajungînd la valoarea $\pi + \pi/2 = 3\pi/2$ la frecvența zero. La frecvențe înalte defazajul scade ajungînd la frecvențe foarte înalte la valoarea $\pi - \pi/2 = \pi/2$. Limitarea la frecvență joasă se datorează capacitorului de cuplaj, C_c, și capacitorului de emitor C_E. Limitarea la frecvențe înalte se datorează în special capacităților interne, bază-emitor, C_{be}, și bază-colector, C_{bc} ale tranzistorului.

5.10.1. Limitarea amplificării la frecvențe joase

Considerăm amplificatorul cu tranzistor în conexiunea cu emitorul comun, reprezentat în figura 5.35. Circuitul echivalent corespunzător este reprezentat în figura 5.36. În domeniul frecvențelor medii reactanța capacității C_0 este neglijabilă în comparație cu R_s. Tensiunea de ieșire,

$$v_0 = -g_m v_{be} R_c R_s/(R_c + R_s), \tag{5.54}$$

unde $v_{be} = v_g R_{in}/(R_g + R_{in})$, $R_{in} = R_B r_\pi/(R_B + r_\pi)$.

Amplificarea de tensiune a circuitului este

$$A_{vm} = \frac{v_0}{v_g} = -g_m \frac{R_c R_s}{R_c + R_s} \cdot \frac{R_{in}}{R_g + R_{in}}. \tag{5.55}$$

La frecvențe joase se ia în considerare capacitatea C_0. Tensiunea de ieșire, din figura 5.36, este

$$v_0 = -i_2 R_s,$$

unde

$$i_2 = -g_m v_{be} \frac{R_c}{R_s + R_c} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega C_0 (R_c + R_s))^2}}.$$

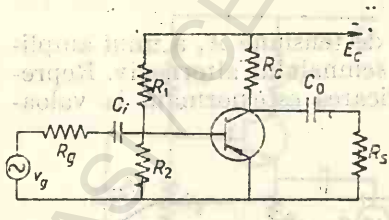


Fig. 5.35

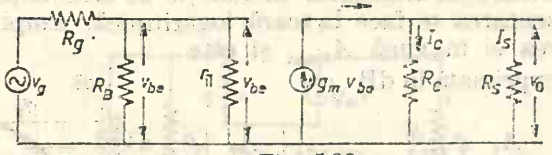


Fig. 5.36

Astfel, amplificarea de tensiune la frecvențe joase este dată de expresia

$$A_{vj} = \frac{v_0}{v_s} = -g_m \frac{R_s R_c}{R_s + R_c} \cdot \frac{R_{in}}{R_g + R_{in}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega C_0 (R_c + R_s))^2}}. \tag{5.56}$$

Cu acestea se obține

$$\frac{A_{vj}}{A_{vm}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega C_0(R_c + R_s))^2}}. \tag{5.57}$$

La frecvențe medii tensiunea de ieșire este defazată cu 180° față de tensiunea de intrare. La frecvențe joase la acest unghi de defazaj se mai adaugă

$$\theta = \text{arc tg} \frac{1}{\omega C_0(R_s + R_c)}. \tag{5.58}$$

Efectul frecvenței asupra amplificării este cuprins în radicalul din ecuația (5.57). Pentru $\omega = 0$, amplificarea ia valoarea zero și unghiul de defazaj $\theta = 180 + 90 = 270°$. Cu creșterea frecvenței, al doilea termen de sub radical descrește și raportul celor două amplificări se apropie de valoarea unitate. Se definește frecvența f_1 din relația

$$1/2\pi f_1 C_0(R_c + R_s) = 1.$$

La această frecvență se obține

$$A_{vj}/A_{vm} = 1/\sqrt{2} \simeq 0{,}707.$$

Frecvența f_1 este frecvența joasă limită a amplificatorului

$$f_1 = 1/2\pi C_0(R_c + R_s). \tag{5.59}$$

Folosind această definiție se poate scrie

$$A_{vj}/A_{vm} = 1/\sqrt{1 + (f_1/f)^2} \tag{5.60}$$

și unghiul de defazaj

$$\theta = \text{arc tg}\,(f_1/f). \tag{5.61}$$

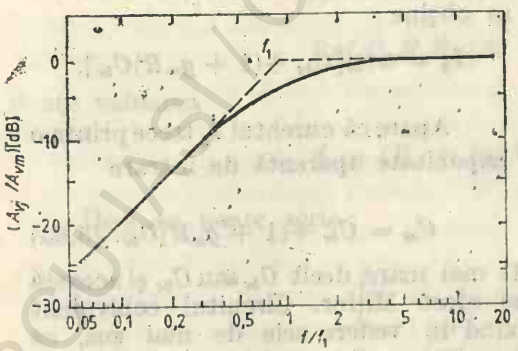


Fig. 5.37

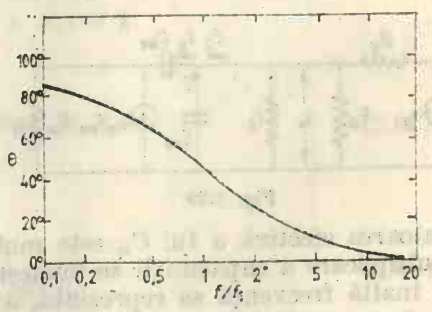


Fig. 5.38

Răspunsul la frecvență joasă al unui amplificator RC este reprezentat în figura 5.37 unde s-a utilizat relația (5.60) și datele numerice prezentate în tabela 5.2. În figura 5.38 este reprezentat unghiul de defazaj, θ, în funcție de frecvență. Frecvența joasă limită (5.59) are aceeași valoare pentru orice amplificator care are aceeași valoare a produsului $C_0(R_c + R_s)$. Același efect ca și C_0 îl are și capacitatea C_e de decuplare a emitorului.

Tabela 5.2

Răspunsul la frecvențe joase

f_1/f	f/f_1	[dB]	θ	θ_t
10	0,1	−20	+84°	264°
5	0,2	−14	79°	259°
2	0,5	−7	63°	244°
1	1	−3	45°	225°
0,5	2	−1	27°	207°
0,2	5	−0,2	11°	191°
0,1	10	−0,04	6°	186°

5.10.2. Limitarea amplificării la frecvențe înalte. Efectul Miller

Circuitul echivalent al tranzistorului la frecvențe înalte este reprezentat în figura 5.39 unde capacitatea C_{be} se asociază stocării de sarcină în bază iar capacitatea C_{bc} este capacitatea de baraj a joncțiunii bază-colector (care este polarizată invers). Capacitățile C_{be} și C_{bc} conduc la micșorarea amplificări la frecvențe înalte. Avînd în vedere notațiile din figura 5.39

$$I_1 = I_2 + I_3, \tag{5.62}$$

unde:

$$I_1 = v_{be}/(1/\omega C_{be}) = \omega C_{be} v_{be},$$

$$I_3 = (v_0 - v_{be})/(1/\omega C_{bc}) = \omega C_{bc}(v_0 - v_{be}).$$

Substituind aceste relații în ecuația (5.62), se obține

$$I_2 = I_1 - I_3 = \omega C_{be} v_{be} - \omega C_{bc}(v_0 - v_{be}),$$

sau cu relația (5.54), $v_0 = g_m R v_{be}$, se obține

$$I_2 = \omega v_{be}[C_{be} + (1 + g_m R) C_{bc}].$$

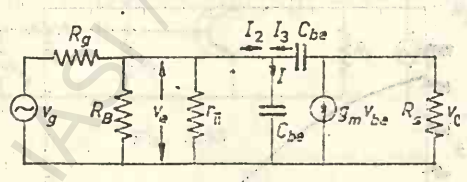


Fig. 5.39

Apare că curentul I_2 trece printr-o capacitate aparentă de intrare

$$C_{ie} = C_{be} + (1 + g_m R) C_{bc}. \tag{5.63}$$

Valoarea efectivă a lui C_{ie} este mult mai mare decît C_{bc} sau C_{be} și această multiplicare a capacității se numește efect Miller. Circuitul echivalent la înaltă frecvență se reprezintă, avînd in vedere cele de mai sus, ca în figura 5.40 (s-a neglijat R_B). Capacitatea C_{ie} de intrare micșorează

amplificarea tranzistorului la înaltă frecvență. În continuare calculăm caracteristicile la înaltă frecvență ale circuitului echivalent din figura 5.41. Amplificarea de tensiune pentru amplificatorul cu tranzistor în conexiunea cu emitorul comun este dată de expresia

$$A_v = - g_m Z_0,$$

unde

$$Z_0 = \frac{R_c R_s}{\sqrt{(R_c + R_s)^2 + (\omega C_{ie} R_c R_s)^2}} = \frac{R_c R_s}{R_c + R_s} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_{ie} R_c R_s/(R_c + R_s))^2}}.$$

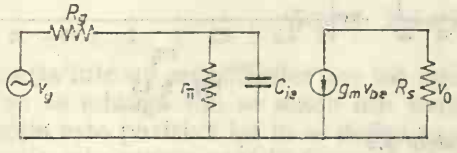


Fig. 5.40

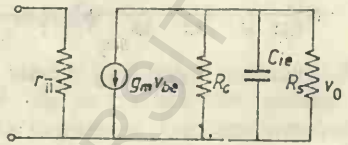


Fig. 5.41

Prin urmare, amplificarea la înaltă frecvență este dată de expresia

$$A_{vi} = - \frac{g_m R_c R_s}{R_c + R_s} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_{ie} R_c R_s/(R_c + R_s))^2}} \tag{5.64}$$

și unghiul de defazaj

$$\theta = \operatorname{arctg} (- \omega C_{ie} R_c R_s/(R_c + R_s)). \tag{5.65}$$

Pentru $v_{be} = v_g$, cazul analizat aici, primul termen din relația (5.64) reprezintă amplificarea de tensiune în domeniul frecvențelor medii, astfel că

$$\frac{A_{vi}}{A_{vm}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_{ie} R_c R_s/(R_c + R_s))^2}}. \tag{5.66}$$

Frecvența limită, f_2, la frecvențe înalte se obține din relația

$$2\pi f_2 C_{ie} R_c R_s/(R_c + R_s) = 1$$

și are valoarea

$$f_2 = (R_c + R_s)/2\pi C_{ie} R_c R_s. \tag{5.67}$$

Deci se poate scrie:

$$\frac{A_{vi}}{A_{vm}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}}, \tag{5.68}$$

$$\theta = \operatorname{arc\,tg} (- f/f_2). \tag{5.69}$$

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Reprezentarea grafică a ecuațiilor (5.68) și (5.69) este dată în figurile 5.42 și 5.43. Unele rezultate calculate pe baza acestor relații sînt reprezentate în tabela 5.3.

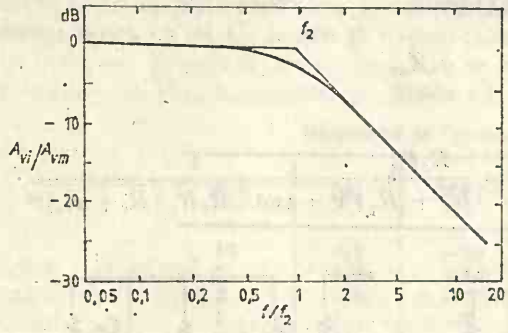


Fig. 5.42

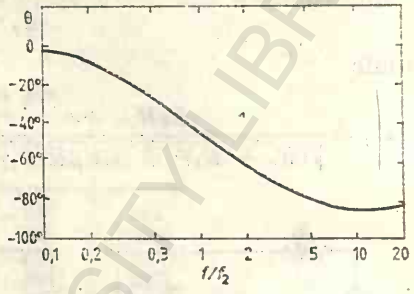


Fig. 5.43

Tabela 5.3

Răpunsul tranzistorului la înaltă frecvență

f_1/f_2	dB	0	0_t
0,1	−0,04	−6°	174°
0,2	−0,2	−11°	169
0,5	−1	−27°	153°
1	−3	−45°	135°
2	−7	−63°	117°
5	−14	−79°	101°
10	−20	−84°	96°

5.10.3. Determinarea experimentală a caracteristicii de frecvență

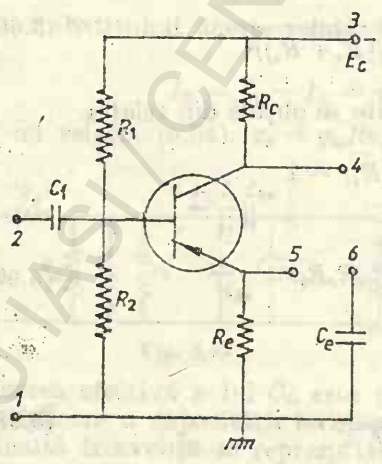


Fig. 5.44

Se realizează circuitul din figura 5.44 cu un tranzistor. Elementele din circuit, au următoarele valori: R_1=10 kΩ, R_2= = 1,5 kΩ, R_e = 1,5 kΩ, R_c=5kΩ, C_1 = = 10 μF, C_e = 25 μF, iar tensiunea de alimentare E_c = 12 V. Se scurtcircuitează bornele *5* și *6*. Se aplică la intrare o tensiune v_g = 10 mV de la un generator de unde sinusoidale și se măsoară cu un voltmetru electronic tensiunea de la ieșire (la borna *4*). Se trasează graficul amplificarea de tensiune funcție de frecvență și se determină frecvențele limită f_1 și f_2 (Se va reprezenta pe abscisă frecvența la scară logaritmică iar pe ordonată

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

raportul dintre amplificarea de tensiune și valoarea ei maximă la frecvențe medii). Se efectuează aceleași măsurători fără capacitatea C_e în circuit și se compară rezultatele.

5.11. Amplificatoare cu reacție

Reacția negativă se poate utiliza în amplificatoarele cu tranzistori în următoarele scopuri: îmbunătățirea constanței amplificării (adică a stabilității acesteia), reducerea zgomotului și distorsiunilor, creșterea benzii de frecvență, ajustarea valorii impedanței de intrare sau de ieșire.

5.11.1. Principiul reacției

Reacția într-un amplificator are loc atunci cînd o parte din semnalul de la ieșire se adaugă sau se scade din semnalul de la intrare. În primul caz reacția este pozitivă iar în al doilea caz este negativă. Un amplificator cu reacție este reprezentat în figura 5.45. În absența reacției tensiunea de la ieșire ar avea valoarea v_0 și amplificarea ar fi

$$A = v_0/v_g. \tag{5.70}$$

În realitate o parte din tensiunea de la ieșire se aplică la intrare astfel că tensiunea de la ieșire capătă valoarea v_0' și amplificarea în prezența reacției devine

$$A' = v_0'/v_g. \tag{5.71}$$

Parte din tensiunea de la ieșire care se aplică la intrare este $\beta v_0'$, unde β este raportul dintre partea din tensiunea de la ieșire care se aplică la intrare și tensiunea de la intrare. În cazul de față valoarea lui β este determinată de divizorul de tensiune R_1, R_2

$$\beta = R_2/(R_1 + R_2).$$

Tensiunea la intrarea amplificatorului capătă valoarea

$$v_i = v_g + \beta v_0',$$

iar amplificarea internă a amplificatorului este dată de

$$A = v_0'/v_i = v_0'/(v_g + \beta v_0').$$

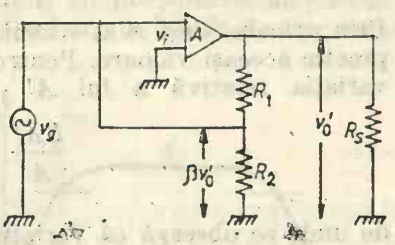


Fig. 5.45

Rezultă

$$v_0' = v_g A/(1 - \beta A) \tag{5.72}$$

și amplificarea în prezența reacției

$$A' = \frac{v_0'}{v_g} \cdot \frac{A}{1 - \beta A},$$

βA se numește factorul de reacție.

Cînd $|1 - \beta A| > 1$, β este negativ, adică fracțiunea din tensiunea de la ieșire care se aplică la intrare este în opoziție de fază cu tensiunea de la intrare și amplificarea este mai mică decît în absența reacției. În acest caz amplificatorul funcționează cu reacție negativă. Dacă A are valoare foarte mare ($10^5 \div 10^6$) produsul βA este mult mai mare decît unitatea, astfel că amplificarea în cazul reacției negative

$$A' \simeq -1/\beta \tag{5.73}$$

devine independentă de amplificarea internă A a amplificatorului.

Dacă $|1 - \beta A| < 1$ amplificarea în prezența reacției este mai mare decît în absența acesteia. În acest caz reacția se numește pozitivă. Reacția pozitivă conduce la creșterea amplificării, a nivelului de zgomot și distorsiunilor. Partea din tensiunea de la ieșire care se aplică la intrare este în fază cu tensiunea de la intrare.

Cînd $|1 - \beta A| = 0$, amplificarea devine infinită. În această situație tensiunea de la ieșire devine independentă de tensiunea de la intrare și amplificatorul devine oscilator.

5.11.2. Efectele reacției negative

a. *Stabilitatea amplificării.* Considerăm un amplificator cu coeficientul de amplificare internă $A = 10^6$ și care are $\beta = -10^{-2}$. În acest caz în acord cu ecuația (5.72)

$$A' = \frac{10^6}{1 + 10^{-2} \cdot 10^6} = 100.$$

Presupunem că coeficientul de amplificare internă scade cu două ordine de mărime și devine $A = 10^4$. În această situație rezultă

$$A' = \frac{10^4}{1 + 10^{-2} \cdot 10^4} \simeq 100.$$

Prin urmare, deși A a scăzut cu două ordine de mărime, A' păstrează practic aceeași valoare. Pentru variația relativă $\Delta A/A$ a lui A se obține variația relativă a lui A'

$$\frac{\Delta A'}{A'} = \frac{1}{1 + \beta A} \cdot \frac{\Delta A}{A},$$

de unde se observă că variația coeficientului de amplificare în prezența reacției este mult mai mică decît în absența acesteia.

b. *Creșterea lărgimii benzii de frecvență.* În figura 5.46 curba de sus reprezintă amplificarea, în absența reacției, în funcție de frecvență. La înaltă frecvență amplificarea este dată de expresia (5.68) pe care o rescriem în formă complexă

$$A_{vi} = \frac{A_{vm}}{1 + \mathrm{i}\,(f/f_2)}, \quad \mathrm{i} = \sqrt{-1}.$$

Pentru sistemul cu reacție

$$A' = \frac{A_{vi}}{1 - \beta A_{vi}} = \frac{A_{vm}/(1 + \mathrm{i}(f/f_2))}{1 - \beta A_{vm}/(1 + \mathrm{i}(f/f_2))} = \frac{A_{vm}}{1 - \beta A_{vm} + \mathrm{i}(f/f_2)}.$$

Frecvența limită f_2 este cea pentru care cei doi termeni de la numitorul expresiei de mai sus devin egali. În acest caz

$$A' = A_{vm}/\sqrt{2}(1 - \beta A_{vm}).$$

Frecvența limită are valoarea

$$f_2' = (1 - \beta A_v) f_2 \tag{5.74}$$

care este mult mai mare decît valoarea în absența reacției cu factorul de amplificare $1 - \beta A_v$; menționăm că în cazul reacției negative β are valoare negativă. În mod similar se poate arăta că la frecvențe joase frecvența limită în prezența reacției scade cu factorul $1/(1 - \beta A_{vm})$, adică

$$f_1' = f_1/(1 - \beta A_{vm}). \tag{5.75}$$

Relațiile (5.74) și (5.75) arată că banda de frecvență în prezența reacției negative crește față de cazul absenței acesteia. Această situație este reprezentată de curba de jos din figura 5.46. Pentru $f_2' \gg f_1'$, lărgimea benzii de frecvență devine $\Delta f' = f_2' - f_1' \cong f_2'$. În prezența reacției produsul amplificare × bandă de frecvență

$$A \times BF' = \frac{A_{vm}}{1 - \beta A_{vm}}(1 - \beta A_{vm}) f_2 = A_{vm} f_2 \tag{5.76}$$

nu depinde de β, adică de reacție. Relația (5.76) arată că produsul amplificare × bandă de frecvență este constant și cu micșorarea amplificării (ceea ce se întîmplă în cazul reacției negative) crește banda de frecvență.

c. *Reducerea distorsiunilor.* În amplificatoarele de semnal mare punctul de funcționare se deplasează pe un domeniu larg al caracteristicii curent-tensiune, ceea ce conduce la distorsiunea semnalului obținut la ieșire. Prin reacție negativă se micșorează distorsiunile. Pentru simplificare să presupunem că se aplică la intrarea unui amplificator, fără reacție, un semnal v_g și se obține la ieșire semnalul $v_0 = Av_g + v_d$, unde v_d este componenta de distorsiune a semnalului. În prezența reacției negative tensiunea de la ieșire capătă valoarea v_0' iar tensiunea de la intrare devine

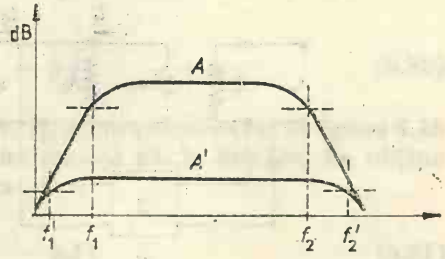


Fig. 5.46

$$v_i = v_g + \beta v_0', \quad \beta < 0,$$

și

$$v_0' = Av_i + v_d = A(v_g + \beta v_0') + v_d.$$

Rezultă

$$v_0'(1 - \beta A) = Av_g + v_d,$$

$$v_0' = \frac{A}{1 - \beta A} v_g + \frac{v_d}{1 - \beta A}, \quad \beta < 0.$$

În cazul reacției negative, $\beta < 0$, astfel că componenta de distorsiune se micșorează cu factorul $(1 - \beta A)$. Acest rezultat se utilizează în amplificatoarele audio de mare putere. Însă, deoarece reacția negativă mărește banda de frecvență, limita amplificatoarelor audio crește peste 100 kHz. În unele cazuri se introduce distorsiunea procentuală D. Dacă se notează cu D' distorsiunea procentuală în prezența reacției negative și cu D distorsiunea procentuală în absența reacției, atunci

$$D' = D/(1 - \beta A). \tag{5.77}$$

Dacă, de exemplu, distorsiunea procentuală D a unui amplificator are valoarea 11 % și se pune problema să fie redusă la valoarea $D = 1\,\%$, din relația (5.77) rezultă $\beta A = -10$. Pentru $A = 400$ se obține $\beta = -0{,}025$, valoare necesară (a reacției) pentru a reduce distorsiunile la 1 %. Pe de altă parte, frecvența limită maximă crește cu factorul $(1 - \beta A) = 11$. Dacă $f_2 = 10$ kHz se obține $f_2' = 110$ kHz.

d. *Efectele reacției negative asupra impedanțelor de intrare și de ieșire.* Amplificatoarele cu tranzistoare pot fi proiectate ca amplificatoare de tensiune sau de curent. Ca urmare, reacția poate fi a tensiunii de ieșire sau a curentului de ieșire. În amplificatoarele de tensiune semnalul de reacție este o tensiune care se cuplează în serie cu tensiunea de intrare iar în amplificatoarele de curent semnalul de reacție este un curent care se cuplează în paralel cu curentul de la intrare. În amplificatoarele cu reacție de tensiune (fig. 5.47 a) impedanța de intrare crește iar impedanța de ieșire scade. În amplificatoarele cu reacție de curent (fig. 5.47 *b*) impedan-

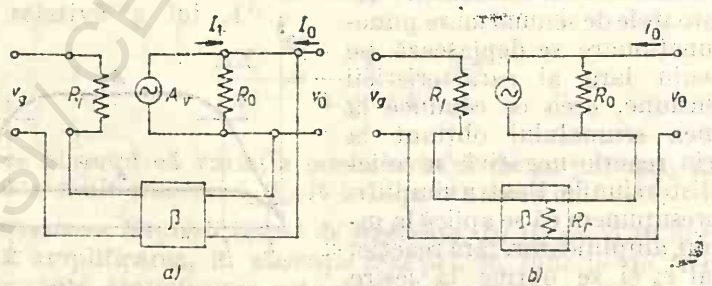


Fig. 5.47

țele de intrare și de ieșire cresc în comparație cu cazul cînd reacția negativă este absentă. Pentru a găsi rezistența de ieșire R_0' a amplificatorului cu reacție se procedează astfel : în fig. 5.47 *a* se scurtcircuitează sursa de

semnal v_g și se aplică la intrare tensiunea v_0. Rezistența de ieșire $R_0' = v_0/i_0$. Deoarece v_s este scurtcircuitată, $v_i = -\beta v_0$. Curentul prin R_0 este

$$i = i_1 + i_0 = \beta A v_0/R_0 + i_0$$

și se obține

$$v_0 = (\beta A v_0/R_0 + i_0)R_0,$$

de unde rezultă

$$R_0' = v_0/i_0 = R_0/(1 - \beta A), \tag{5.78}$$

adică impedanța de ieșire se micșorează în prezența reacției negative ($\beta < 0$). În cazul circuitului din figura 5.47 *b*, cu reacție negativă de curent, scurtcircuitînd v_g se obține $v_i = R_r \cdot i_0$ și

$$v_0 = (AR_r + R_0 + R_r)i_0.$$

În acest circuit $\beta = R_r/(R_r + R_0)$ și se obține

$$v_0 = (AR_r/(R_r + R_0) + 1)(R_r + R_0)i_0.$$

Deoarece $R_r \ll R_0$

$$v_0 = (1 - \beta A)R_0 i_0$$

și

$$R_0' = v_0/i_0 = R_0(1 - \beta A). \tag{5.79}$$

În cazul reacției negative ($\beta < 0$) de curent, rezistența de ieșire crește. Rezistența de intrare depinde de modul cum este cuplată la intrare tensiunea de recție : în serie sau în paralel. În circuitul din figura 5.47 tensiunea de reacție este introdusă în serie cu tensiunea de intrare. În această situație rezistența de intrare devine

$$R_i' = R_i(1 - \beta A) \tag{5.80}$$

și deci ea crește în cazul reacției negative. În cazul reprezentat în figura 5.48 tensiunea de reacție se aplică în paralel cu cea de la intrare. Se obține pentru rezistența de intrare expresia

$$R_i' = R_i/(1 - \beta A) \tag{5.81}$$

care scade în prezența reacției negative. Un circuit cu reacție este reprezentat în figura 5.49, el conține două tranzistoare BC 108. Elementele de circuit au valorile : $R_1 = 15$ kΩ, $R_2 = 1{,}5$ kΩ, $R_3 = 120$ kΩ, $R_4 = 560$ Ω, $R_5 = 470$ Ω, $R_r = 150$ kΩ, $R_s = 2{,}2$ kΩ, $C_i = 0{,}2$ μF, $C_e = 250$ μF. Factorul $\beta = R_2/(R_1 + R_2) = 1{,}5/16{,}5 = 0{,}1$ și amplificarea este de 20 dB.

Impedanța de ieșire, care în absența reacției este 2,2 kΩ, se micșorează la 140 Ω. Reacția negativă în curent continuu se realizează prin intermediul rezistenței R_r.

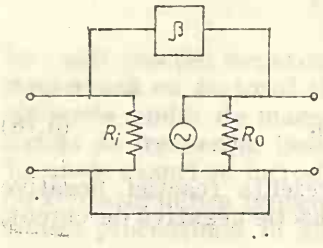


Fig. 5.48

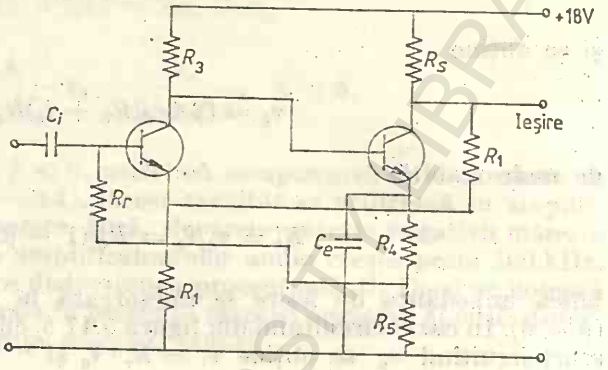


Fig. 5.49

5.11.3. Amplificator cu reacție cu cuplaj RC

Un amplificator cu două etaje cu cuplaj RC cu reacție în curent alternativ este reprezentat în figura 5.50 [5]. Tranzistoarele au coeficientul de amplificare în curent egal cu 100. Celelalte elemente de circuit au valorile: $C_i = 10$ μF, $C_c = 10$ μF, $C_0 = 10$ μF, $C_e = 40$ μF, $R_1 = 5$ kΩ, $R_2 = 500$ Ω, $R_4 = 5$ kΩ, $R_{c2} = 5$ kΩ, $R_{e2} = 500$ Ω, $R_r = 50$ kΩ. Semnalul de intrare este amplificat și inversat de către primul etaj, apoi este amplificat și inversat de către al doilea etaj, astfel că semnalul de la ieșire este în fază cu semnalul de la intrare. Reacția negativă se realizează prin inter-

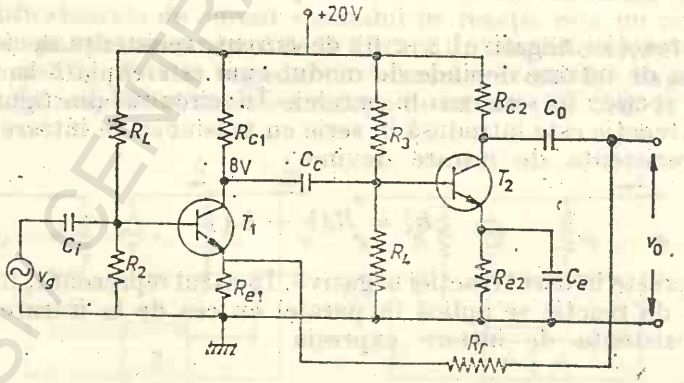


Fig. 5.50

mediul divizorului de tensiune $R_{e1} + R_r$; o fracțiune din tensiunea de la ieșire se aplică pe emitorul tranzistorului T_1. Reacția negativă conduce la stabilitatea amplificării și la creșterea rezistenței de intrare a amplificatorului. Amplificarea totală este egală cu produsul amplificărilor individuale ale celor două etaje. Curentul de colector al tranzistorului T_2 este

egal cu $(E - U_c)/R_{c2} = (20 - 8)\ \text{V}/5\ \text{k}\Omega = 2{,}4\ \text{mA}$. Deoarece coeficientul de amplificare al curentului are valoarea 100, atunci $\alpha_0 \cong 1$ și curentul de emitor $I_{e2} = I_{c2} = 2{,}4\ \text{mA}$. Rezistența $r_\pi = 50\ \text{mV}/I_e = 50/2{,}4\ \text{mA} = 20{,}8\ \Omega$. Amplificarea celui de al doilea etaj

$$A_2 = R_{c2}/r_\pi = 5\ \text{k}\Omega/20{,}8\ \Omega = 240$$

deoarece rezistența de emitor este scurtcircuitată de către capacitorul C_e. Rezistența de intrare, r_{i2}, a tranzistorului T_2 este egală cu $\beta_0 r_\pi = 2{,}08\ \text{k}\Omega$. Rezistența de ieșire în curent alternativ, R_{ac}, a tranzistorului T_1 constă din patru rezistoare (R_{c1}, R_3, R_4, r_{i2}) legate în paralel, astfel că $R_{ac} = 1{,}1\ \text{k}\Omega$. Amplificarea primului etaj, fără reacție, este

$$A_1 = R_{ac}/R_{e1} = 1{,}1\ \text{k}\Omega/500\ \Omega = 2{,}2$$

și amplificarea totală $A = A_1 \cdot A_2 = 528$. În prezența reacției negative acest coeficient se reduce cu $(1 - \beta A)$, unde $\beta < 0$. Factorul β este dat de relația

$$\beta = R_{e1}/(R_r + R_{e1}) \simeq 0{,}01.$$

În acest caz se obține pentru coeficientul de amplificare, în prezența reacției negative, valoarea

$$A' = A/(1 - \beta A) = 84.$$

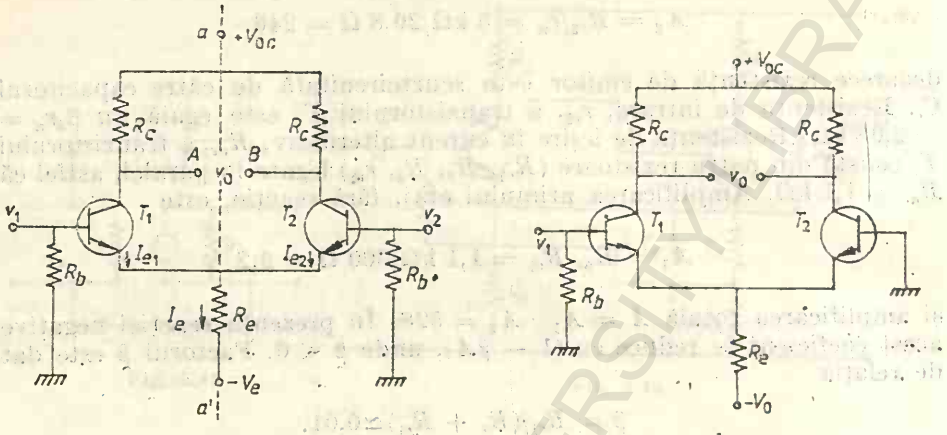
Dacă coeficientul A de amplificare scade cu 24%, de la 528 la 400, atunci A' scade la valoarea 80 adică numai cu 5%, ceea ce arată că în prezența reacției negative se obține stabilitatea amplificării. Reacția negativă conduce la creșterea rezistenței de intrare a tranzistorului, T_1, $r_{i1} = \beta_0 R_{e1} = 50\ \text{k}\Omega$ la valoarea $r'_{i1} = r_{i1}(1 - \beta A) = 315\ \text{k}\Omega$. Rezistența de intrare R_i a amplificatorului este alcătuită din R_1, R_2 și r_{i1} legate în paralel și are valoarea $R_i = 500\ \Omega$. Se observă că deși reacția negativă conduce la creșterea rezistenței de intrare a tranzistorului T_1, ea nu afectează rezistența totală de intrare a amplificatorului.

5.12. Amplificatorul diferențial

Amplificatorul diferențial este elementul de bază în circuitele integrate. Circuitul este reprezentat în figura 5.51 *a*. Cele două tranzistoare împreună cu rezistorii de sarcină alcătuiesc o punte de rezistențe, echilibrată la semnal zero. Circuitul este echilibrat perfect atunci cînd cele două tranzistoare și rezistențele lor de colector sînt identice. În această situație, curentul continuu total ce trece prin rezistorul R_e de polarizare se divide în mod egal pe cele două tranzistoare. Cînd bazele celor două tranzistoare sînt conectate la masă, $v_1 = v_2 = 0$ și curentul continuu $I_{e1} = I_{e2} = I_{e2}/2$; ca urmare, $I_{c1} = I_{c2}$ și tensiunile de colector pe tranzistoarele T_1 și T_2 sînt egale. În acest caz tensiunea v_0 între bornele A și B (între aceste borne se poate conecta o rezistență, R_s, de sarcină), este

$$v_0 = V_{1c} - V_{2c} = 0.$$

Există două moduri principale de funcționare a amplificatorului echilibrat: (1) modul uzual și (2) modul diferențial. În modul uzual tensiunile la cele două intrări sînt în fază și egale între ele, $v_1 = v_2 = v$. Prin aplicarea semnalului echilibrul circuitului nu este perturbat, tensiunea de



a. b.

Fig. 5.51

ieșire $v_0 = v_1 - v_2 = 0$ și amplificarea de tensiune $A_v = 0$. În modul diferențial, care corespunde amplificatorului diferențial, cele două tensiuni de la intrare sînt egale în mărime și opuse ca fază, adică $v_1 = -v_2 = v_d$. În acest caz curentul într-un tranzistor crește, iar în celălalt scade cu exact aceeași valoare. Curentul alternativ prin R_e este nul deoarece cele două componente i_{e1} și i_{e2} sînt în opoziție de fază. Curenții de colector nu se mai echilibrează și apare o tensiune netă la ieșire. Notînd cu i_c componenta alternativă a curentului de colector și cu I_c componenta sa continuă, se poate scrie

$$i_{c1} = I_c + i_c, \quad i_{c2} = I_c - i_c.$$

Tensiunea v_0 de ieșire este egală cu diferența dintre cele două tensiuni de colector

$$v_0 = v_{1c} - v_{2c} = (V_{0c} - R_c i_{c1}) - (V_{0c} - R_c i_{c2}) =$$

$$= R_c(i_{c2} - i_{c1}) = 2R_c i_c.$$

Pentru valoare mare a lui R_b, curentul i_b trece aproape în întregime prin rezistența r_i de intrare a tranzistorului care în conexiunea cu emitorul comun are valoarea $r_i = \beta_0 r_\pi$ (unde β_0 este factorul de amplificare al curentului). Tensiunea de intrare pe fiecare tranzistor este

$$v_1 = -v_2 = i_b r_i,$$

iar tensiunea totală de intrare

$$v_i = v_1 - v_2 = 2i_b r_i.$$

Prin urmare, amplificarea de tensiune în amplificatorul diferențial este

$$A_v = v_0/v_i = R_c/r_\pi;$$

rezistența de ieșire

$$R_0 = v_0/i_0 = 2R_c i_c/i_c = 2R_c,$$

iar rezistența de intrare

$$R_i = v_i/i_i = 2i_b r_i/i_b = 2r_i,$$

în cazul cînd $R_b \gg r_i$.

Amplificatorul diferențial din figura 5.51 *a* are două intrări. Alte trei variante ale acestui amplificator sînt reprezentate în figurile 5.51 *b*—5.53. Amplificatorul diferențial din figura 5.51 *b* are o singură intrare pentru semnal, intrarea v_1. Cealaltă intrare este conectată la pămînt astfel că $v_2 = 0$. Tensiunea de intrare $v_i = v_1$ și deoarece amplificarea de tensiune $A_v = R_c/r_\pi$ se obține valoarea tensiunii de ieșire $v_0 = (R_a/r_\pi)v_i$.

Amplificatorul din figura 5.52 are două intrări și o singură ieșire. Tensiunea de ieșire se măsoară între v_0 și masă. Amplificarea de tensiune are valoarea $A_v = R_c/2r_\pi$ deoarece colectorul lui T_1 este legat direct la sursă de tensiune continuă (v_{0c}), nu prin intermediul unei rezistențe R_c. Tensiunea de intrare are valoarea $v_i = v_1 - v_2$ iar tensiunea de ieșire

$$v_0 = (R_c/2r_\pi)(v_1 - v_2).$$

În figura 5.53 este reprezentat un amplificator diferențial cu o singură ieșire, care are în plus față de cel din figura 5.52 un etaj de ieșire alcătuit din tranzistorul T_3 conectat ca repetor pe emitor în scopul micșorării impedanței de ieșire. Cînd tensiunile de la intrare sînt egale cu zero ($v_1 = v_2 = 0$), rezultă tensiunea de ieșire $v_0 = 0$. Acest rezultat se poate

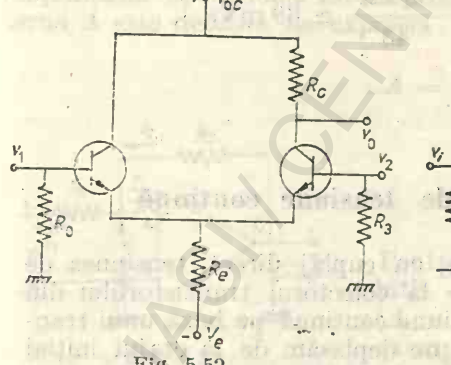


Fig. 5.52

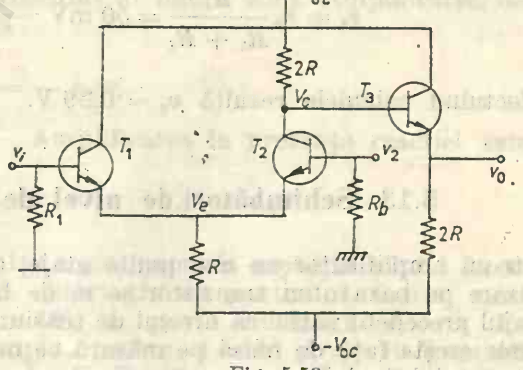


Fig. 5.53

găsi presupunînd că în absența aplicării semnalului din exterior, circuitul este echilibrat perfect, $I_{c1} = I_{c2}$. Tensiunea de emitor în amplificatorul diferențial este

$$V_e = -V_{be} = -V_{0c} + 2I_c R,$$

iar tensiunea pe colectorul T_2 este $V_c = V_{0c} - 2I_cR_c$, de unde rezultă $V_c = V_{be}$ și tensiunea de ieșire $v_0 = V_c - V_{be} = 0$ (V_{be} este tensiunea emitor-bază pe un tranzistor).

Exerciţiu. Se consideră amplificatorul diferențial cu o singură ieșire, reprezentat în figura 5.54, cu următoarele valori ale elementelor de circuit : tranzistoarele au $\beta_0 = 100$, $R_s = 10\ \text{k}\Omega$, $R_b = 50\ \text{k}\Omega$, $R_{e1} = 500\ \Omega = R_{e2}$, $R_c = 5\text{k}\Omega$, $R_e = 10\ \text{k}\Omega$. Să se determine : (1) rezistența de intrare, (2) amplificarea de tensiune, (3) tensiunea v_0 de la ieșire dîndu-se tensiunea de la intrare $v_g = 50\ \text{mV}$. Se calculează întîi parametrul r_π al tranzistorului. Neglijînd căderile de tensiune emitor-bază, curentul prin rezistența R_0 are valoarea $I_E = 20\ \text{V}/10\ \text{k}\Omega = 2\text{mA}$. În cazul circuitului echilibrat perfect $I_{e1} = I_{e2} = I_e/2 = 1\ \text{mA}$, căderile de tensiune continuă pe colector au valorile $V_{c1} = V_{c2} = V_{0c} - I_cR_c = 20\ \text{V} - (1\ \text{mA} \times 10\ \text{k}\Omega) = 10\ \text{V}$ iar rezistența r_π are valoarea $r_\pi = 50\ \text{mA}/I_{e1} = 50\ \text{mV}/1\ \text{mA} = 50\Omega$.

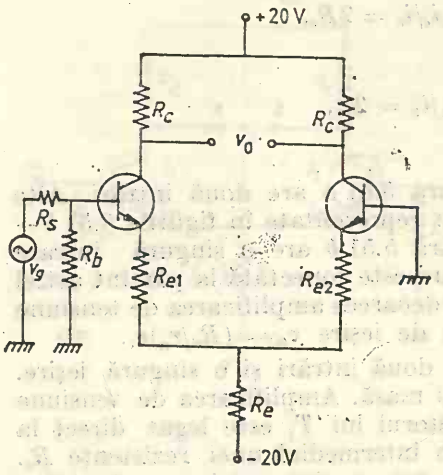


Fig. 5.54

Prin urmare, $R_E \gg r_\pi$. Rezistența R_i de intrare se găsește din expresia

$$1/R_i = 1/R_b + 1/r_i,$$

unde $r_i = 2\beta_0 R_{e1} = 100\ \text{k}\Omega$. Se obține : $R_i = 33\ \text{k}\Omega$, amplificarea de tensiune $A_v = R_c/R_{e1} = 5\ \text{k}\Omega/500\ \Omega = 10$, tensiunea de ieșire $v_0 = A_v v_i$, unde

$$v_i = v_g \frac{R_i}{R_s + R_i} = 50\ \text{mV} \cdot \frac{33\ \text{k}\Omega}{43} \simeq 39\ \text{mV}.$$

Efectuînd calculele rezultă $v_0 = 0{,}39\ \text{V}$.

5.13. Schimbător de nivel de tensiune continuă

Într-un amplificator cu mai multe etaje, cu cuplaj direct, tensiunea de intrare pe baza unui tranzistor se ia de la colectorul tranzistorului din etajul precedent astfel că nivelul de tensiune continuă pe baza unui tranzistor crește față de masă pe măsură ce ne deplasăm de la etajul inițial către etajul final. De aceea, este necesar un schimbător de nivel de tensiune continuă care să micșoreze tensiunea de intrare pe baza unui tranzistor, astfel că la ieșire să se obțină tensiunea (de semnal) egală cu zero atunci cînd tensiunea semnalului de la intrare este egală cu zero.

Un asemenea schimbător de tensiune continuă este reprezentat în figura 5.55. Intrarea este la terminala *2*, a tranzistorului T_2, care funcţio-

nează ca repetor pe emitor iar ieşirea este la terminala 3, a tranzistorului T_3, care funcţionează de asemenea ca repetor pe emitor. Tensiunea de referinţă se aplică pe tranzistorul T_1 care funcţionează în regim de curent constant şi prin urmare, $I_c = \beta_0 I_b$ = constant. Deoarece $I_e = I_c$, rezultă că tensiunea pe rezistorul R_2 este constantă. Se poate scrie $V_{be2} + R_2 I_e + V_{be3} = K$ = constant. Notăm cu V_i şi V_0 tensiunile de intrare şi de ieşire, în absenţa unui semnal de intrare, cu v_i tensiunea semnalului de la intrare şi cu v_0 tensiunea semnalului de la ieşire. De-a lungul drumului pe care-l parcurge semnalul se poate scrie relaţia $v_i + V_i - K = v_0 + V_0$. Semnalul de la intrare se transmite direct la ieşire, adică $v_i = v_0$, însă, în absenţa semnalului nivelul de tensiune la ieşire este mai mai mic decît cel de la intrare: $V_0 = V_i - K$.

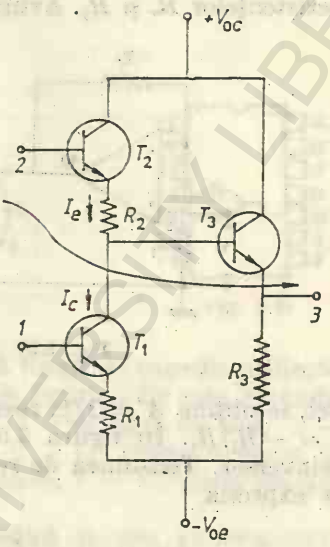


Fig. 5.55

5.14. Amplificatorul operaţional

5.14.1. Principiul de funcţionare

Amplificatorul operaţional este un amplificator în formă integrată cu coeficient de amplificare internă foarte mare căruia i se ataşează un circuit de reacţie negativă. S-a numit iniţial amplificator operaţional deoarece era utilizat pentru efectuarea de operaţii matematice ca adunare, diferenţiere şi integrare. Principalele caracteristici ale amplificatorului operaţional sînt: amplificare mare de tensiune (peste 1 000), impedanţă mare de intrare, impedanţă mică de ieşire, bandă largă de frecvenţă, inclusiv funcţionarea în curent continuu. Circuitul principal al unui amplificator operaţional este reprezentat în figura 5.56. Amplificarea internă A este definită de expresia

$$A = -v_0/v_i'.$$

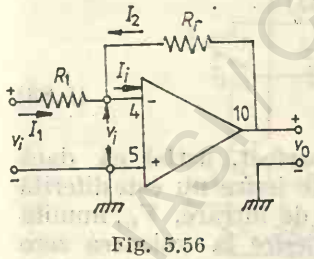


Fig. 5.56

Amplificarea în prezenţa reacţiei este

$$A' = v_0/v_i.$$

Pentru a găsi expresia explicită a lui A facem întîi observaţia că pentru A foarte mare ($A > 10^4$) se poate considera $v_i = 0$. De exemplu, pentru $A = 10^4$ şi $v_0 = 10$ V rezultă $v_i = 1$ mV. Pentru $v_i = 0$ se poate considera şi $I_i = 0$ şi prin urmare $I_1 = -I_2$ (fig. 5.56), unde

$$I_1 = v_i/R_1, \; I_2 = v_0/R_r.$$

De unde rezultă

$$v_i/R_1 = -v_0/R_r$$

şi

$$A' = v_0/v_i = -R_r/R_1. \tag{5.82}$$

Aceasta este expresia coeficientului de amplificare pentru un amplificator operaţional inversor. Se vede că valoarea sa se poate ajusta cu ajutorul rezistenţelor R_r şi R_1. Avînd în vedere că pentru A mare, în prezenţa reac-

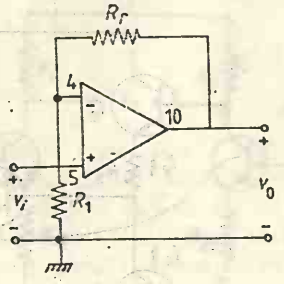


Fig. 5.57

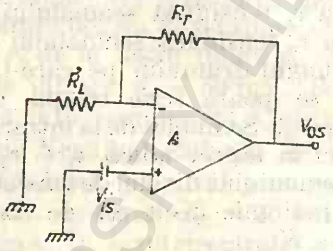


Fig. 5.58

ţiei, se obţine $A' = 1/\beta$, rezultă pentru amplificatorul operaţional inversor $\beta = -R_1/R_s$. În figura 5.57 este reprezentat amplificatorul operaţional neinversor. Tensiunea de reacţie v_s adusă de la ieşire la intrare este dată de expresia

$$v_r = \frac{R_1}{R_r + R_1} v_0 = \beta v_0.$$

Tensiunea aplicată la intrare este $(v_i - v_r)$, astfel că

$$v_0 = A(v_i - v_r) = A\left(v_i - \frac{R_1}{R_1 + R_r} v_0\right),$$

$$v_0\left(1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_r}\right) = Av_i$$

şi

$$A' = \frac{v_0}{v_i} = \frac{A}{1 + [AR_1/(R_1 + R_r)]}.$$

Pentru $A \gg 1$ se obţine

$$A' = (R_1 + R_r)/R_1. \tag{5.83}$$

Un amplificator operaţional nu este echilibrat perfect, astfel că dacă ambele intrări sînt conectate la masă, tensiunea de ieşire nu este diferită de zero. De aceea, trebuie să se aplice o tensiune de intrare, V_{is}, numită tensiune de decalaj, care să reducă tensiunea la ieşire la valoarea zero (fig. 5.58). V_{is} are valoarea de cîţiva mV. Tensiunea V_{is} este legată de tensiunea de ieşire de decalaj, V_{0s}, prin relaţia

$$V_{is} = \frac{R_1}{R_1 + R_r} V_{0s}.$$

Cînd intrările unui amplificator operațional sînt legate la pămînt apare între aceste legături un curent de decalaj, care avînd în vedere notațiile din figura 5.59, are valoarea $I_1 - I_2$. El poate fi anulat prin introducerea în circuit a rezistorului R_2, astfel încît se obține $I_1 = I_2$. Curentul $I_p = (I_1 + I_2)/2$ se numește curent de polarizare.

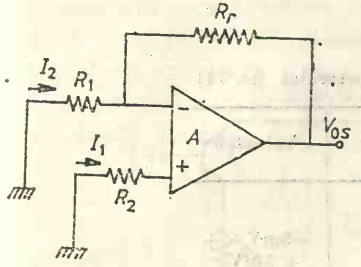


Fig. 5.59

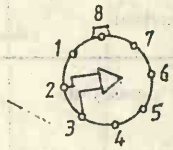


Fig. 5.60

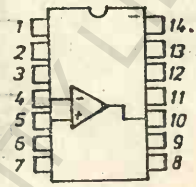


Fig. 5.61

În figurile 5.60 și 5.61 sînt prezentate două tipuri de capsule utilizate pentru amplificatoarele operaționale. Capsula din figura 5.60 este rotundă și are opt terminale, cu următoarele funcții: *1* — decalaj de nul, *2* — intrare inversoare, *3* — intrare neinversoare, *4* — V_- polul negativ al sursei de alimentare, *5* — decalaj de nul, *6* — ieșire, *7* — V_+ polul pozitiv al sursei de alimentare, *8* — NC (neconectibil).

Capsula din figura 5.61 este paralelipipedică și are 14 terminale. Cu următoarele funcții: *1* — NC, *2* — NC, *3* — decalaj de nul, *4* — intrare inversoare, *5* — intrare neinversoare, *6* — V_-, *7* — NC, *8* — NC, *9* — decalaj de nul, *10* — ieșire, *11* — V_+, *12* — NC, *13* — NC, *14* — NC.

5.14.2. Amplificatorul operațional βA 741

Amplificatorul operațional βA 741 este prezentat în figura 5.62. Conține 20 tranzistoare, rezistențe și un capacitor. Terminalele din figură au următoarele funcții: *5* — intrare neinversoare, *3* — decalaj de nul, *4* — intrare

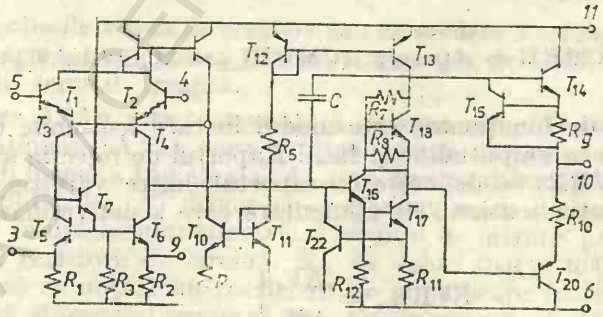


Fig. 5.62

inversoare, *6* — V_-, *11* — V_+, *9* — decalaj de nul. Elementele din circuit au următoarele valori: $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = 1\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 50\ \text{k}\Omega$, $R_4 = 5\ \text{k}\Omega$, $R_5 = 39\ \text{k}\Omega$, $C = 30\ \text{pF}$, $R_7 = 4{,}5\ \text{k}\Omega$, $R_8 = 7{,}5\ \text{k}\Omega$, $R_{11} = 50\ \Omega$, $R_{12} =$

$= 50\ k\Omega$, $R_9 = 25\ \Omega$, $R_{10} = 50\ \Omega$. Amplificatorul operațional βA 741 fabricat la IPRS Băneasa [7] are următoarele avantaje față de amplificatorul μA 709 : (a) absența circuitului de compensare cu frecvența, (b) ieșirea este protejată împotriva scurtcircuitului, (c) circuitul este protejat împotriva blocării, (d) tensiunea de intrare diferențială mărită (± 30 V), (e) compensarea tensiunii de decalaj se face cu o metodă simplă. Caracteristicile amplificatorului diferențial βA 741 sînt prezentate în tabela 5.4.

Tabela 5.4.

Caracteristicile electrice ale amplificatorului βA 741

Parametrul	Simbol	Valoarea
Tensiunea de decalaj de intrare	V_{IO}	$-5\text{mV} \div +5\text{mV}$
Curentul de decalaj de intrare	I_{IO}	$\leqslant 200$ nA
Curent de polarizare	I	$\leqslant 500$ nA
Amplificare în buclă deschisă	A_0	$\geqslant 5 \cdot 10^4$ ($R_s = 2\text{k}\Omega$)
Raportul de rejecție în mod comun	RRMC	$\geqslant 70$ dB
Raportul de rejecție a tensiunii de alimentare	SVRR	100 μ V/V
Curenți de alimentare ($V = \pm 15$ V)	I^+, I^-	$\leqslant 2{,}8$ mA
Tensiunea de alimentare (max)	V^+, V^-	± 22 V
Viteza de variație a tensiunii de ieșire	S	0,5 V/μs

Dintre parametrii cuprinși în această tabelă pe care nu i-am definit mai înainte sînt : amplificarea în buclă deschisă, care este egală cu raportul dintre valoarea tensiunii alternative măsurată la ieșirea amplificatorului operațional și valoarea tensiunii diferențiale de intrare ; raportul de rejecție în mod comun (CMRR) se definește ca fiind raportul dintre amplificarea diferențială în buclă deschisă (A_0) și amplificarea de tensiune în mod comun (A_{CM})

$$\text{CMRR} = A_0/A_{CM}, \quad (\text{CMRR})_{dB} = 20 \lg (A_0/A_{CM})$$

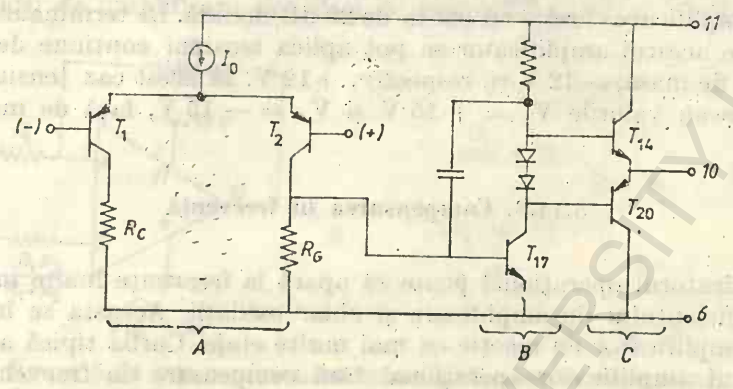
Modul comun de funcționare este modul în care tensiunile de intrare v_1 și v_2 sînt egale în amplitudine și fază. Raportul de rejecție a tensiunii de alimentare (SVRR) se definește ca raportul dintre variația tensiunii de întrare și variația tensiunii de alimentare care a determinat-o

$$\text{SVRR}_+ = \left.\frac{\Delta V_i}{\Delta V_+}\right|_{V_- = \text{const.}}$$

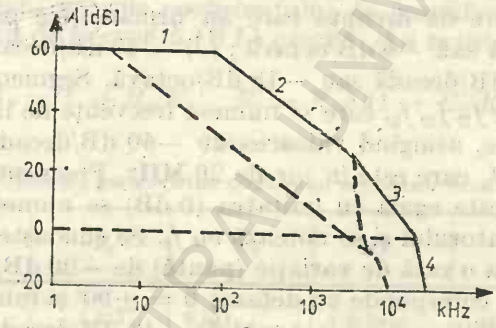
$$\text{SVRR}_- = \left.\frac{\Delta V_i}{\Delta V_-}\right|_{V_+ = \text{const.}}$$

în care V_+ și V_- sînt tensiunile de alimentare, pozitivă și, respectiv, negativă. Pentru majoritatea circuitelor integrate acest raport este de ordinul μV/V. Viteza de variație a tensiunii de ieșire (slew rate), S, este raportul dintre variația tensiunii de ieșire a unui amplificator operațional cu reacție negativă în buclă închisă și timpul în care acesta s-a produs

$$S = \Delta V_0/\Delta t.$$



a.



b.

Fig. 5.63

Fie că este vorba de viteza de creștere sau de scădere a semnalului de ieșire acest parametru caracterizează frontul semnalului de ieșire cînd la intrare se aplică un semnal treaptă.

În figura 5.63 *a* este reprezentată schema simplificată a amplificatorului operațional βA 741 care conține numai elementele esențiale. Se reprezintă sub forma a trei etaje : (A) amplificator diferențial cu coeficient mare de amplificare, (B) driver cu coeficient mare de amplificare, (C) etaj de ieșire complementar-simetric. Circuitul de intrare (A) este un etaj diferențial cu rezistorii de sarcină, R_c, de valori foarte mari, ceea ce dă posibilitatea să se obțină un coeficient de amplificare foarte mare. După amplificatorul diferențial urmează un etaj driver cu coeficient mare de amplificare, care conține tranzistorul T_{17}. Ieșirea acestui tranzistor alimentează bazele tranzistorului T_{14} și T_{20} care formează împreună un amplificator complementar-simetric. Diodele introduse între baza tranzistorului T_{14} și colectorul tranzistorului T_{17} asigură variația nivelului de tensiune

BIBLIOTECA CENTRALĂ UNIVERSITARĂ

continuă între bazele tranzistorilor T_{14} și T_{20}. Etajul de ieșire este polarizat astfel încît la semnal zero trece prin el un curent foarte mic și deci funcționează în clasa AB. Dacă rezistența de sarcină, externă, depășește 2 000 Ω se obține un coeficient de amplificare a tensiunii egal cu 20 000. Capacitorul C dintre colectorul și baza tranzistorului T_{17} determină scăderea amplificării la valoarea zero la o frecvență în jur de 10^7 Hz. Amplificarea are valoarea unitate la o frecvență în jur de 8 000 kHz și sub această valoare amplificarea crește cu panta de 20 dB/decadă. La terminalele de la intrare ale acestui amplificator se pot aplica tensiuni continue destul de mari față de masă, —12 V și, respectiv, +12 V. În acest caz tensiunile de alimentare au valorile $V_+ = +15$ V și $V_- = -15$ V, față de masă.

5.14.3. Compensarea în frecvență

În amplificatorul operațional poate să apară la frecvențe înalte instabilitatea coeficientului de amplificare și chiar oscilații. Aceasta se întîmplă în orice amplificator cu reacție cu mai multe etaje. Curba tipică a amplificării unui amplificator operațional fără compensare de frecvență este reprezentată în figura 5.63 *b* [6, 7]. Această curbă poate fi aproximată prin patru segmente de dreaptă care au următoarele pante: (*1*) 0 dB; (*2*) — 20 dB/decadă sau —6 dB/octavă; (*3*) — 40 dB/decadă sau —12 dB/octavă; (*4*) — 60 dB/decadă sau —18 dB/octavă. Segmentele se intersectează la frecvențele f_1, f_2, f_3, care se numesc frecvențe de limitare a pantei. Pantele sînt aditive, atingînd valoarea de —60 dB/decadă la o frecvență peste valoarea lui f_3 care este în jur de 20 MHz. Frecvența la care amplificarea de curent este egală cu unitatea (0 dB) se numește frecvență de limitare a amplificatorului și se notează cu f_t. Se cunoaște că la amplificatoarele cu reacție la o rată de variație (pantă) de —20 dB/decadă a amplificării cu frecvența corespunde un defazaj $\theta = \pm 90°$ și funcționarea amplificatorului este stabilă pe cînd la o rată de —40 dB/decadă, defazajul $\theta = \pm 180°$ și funcționarea amplificatorului devine instabilă. Pentru funcționarea stabilă a amplificatorului se introduce o rețea de compensare care conduce la micșorarea pantei sub —20 dB/decadă pînă la frecnențe cît mai mari. Circuitul de compensare se conectează la bornele prevăzute de fabricant; aceste borne sînt specificate în foaia de catalog pentru fiecare tip de amplificator. La amplificatoarele din generația a doua (βA741) compensarea este realizată integrînd o capacitate de 30 pF. Caracteristica de frecvență pentru amplificatorul compensat este reprezentată cu linie întreruptă în figura 5.63 *b*. Pentru ca funcționarea amplificatorului să fie stabilă este necesar ca dreapta corespunzătoare amplificării de 0 dB să intersecteze curba amplificării într-un punct unde panta acesteia nu este mai mare de 20 dB. Din figura 5.63 se observă că în amplificatorul compensat este îndeplinită această condiție de stabilitate. În cazul compensării crește frecvența de funcționare a amplificatorului însă banda de frecvență scade astfel că în funcție de necesități se realizează un compromis stabilitate-bandă de trecere.

5.15. Aplicații ale amplificatoarelor operaționale

5.15.1. Amplificatoare liniare

Amplificatoarele liniare în conexiunea neinversoare sînt reprezentate în figura 5.56 iar în conexiunea inversoare sînt reprezentate în figura 5.57. Coeficienții de amplificare sînt dați de expresiile (5.82) și (5.83).

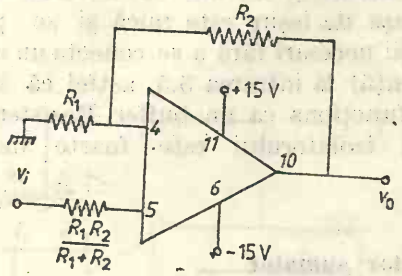


Fig. 5.64

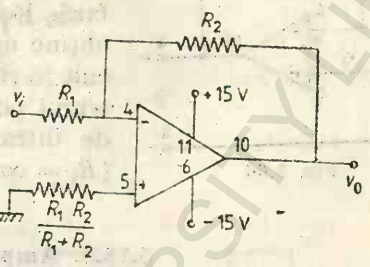


Fig. 5.65

În figura 5.64 este reprezentat un amplificator în conexiunea neinversoare realizat cu βA 741 (cu capsula reprezentată în figura 5.61) iar în tabela 5.5 sînt date valorile coeficientului de amplificare ale rezistenței de intrare și benzii de frecvență (B.f.) precum și a rezistențelor din circuit

$$A_v = 1 + R_2/R_1, \quad R_i = R_1A/(1 + R_2/R_1).$$

Tabela 5.5

Valorile tipice ale parametrilor circuitului neinversor din figura 5.64

A_v	R_1	R_2	B.f.	R_f
10	1 kΩ	9 kΩ	100 kHz	400 MΩ
100	100 Ω	9,9 kΩ	10 kHz	280 MΩ
1000	100 Ω	99,9 kΩ	1 kHz	80 MΩ

În figura 5.65 este reprezentat un amplificator în conexiunea inversoare realizat cu βA 741 iar în tabela 5.6 sînt reprezentate valorile coeficientului de amplificare, lărgimii benzii de frecvență, rezistenței de intrare și rezistențelor din circuit

$$A_v = -R_2/R_1, \quad R_i = R_1.$$

Tabela 5.6

Valorile parametrilor circuitului inversor reprezentat în figura 5.65

A_v	R_1	R_2	B.f.	R_f
1	10 kΩ	10 kΩ	1 MHz	10 kΩ
10	1 kΩ	10 kΩ	100 kHz	1 kΩ
100	1 kΩ	100 kGΩ	10 kHz	1 kΩ
1000	100 Ω	100 kΩ	1 kHz	100 Ω

BCU IASI - CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

5.15.2. Izolator cu coeficientul de amplificare egal cu unitatea (repetor de tensiune)

Un izolator este reprezentat în figura 5.66 și se folosește pentru izolarea unui circuit de variațiile care au loc în circuitul de sarcină. În circuit este îndeplinită relația $v_i + v_i' = v_0$ și deoarece $v_i' = 0$ se obține $v_i = v_0$, astfel că tensiunea de la ieșire este egală cu tensiunea de la intrare și nu are loc inversie de fază. Rezistența de ieșire este mică și se pot obține curenții necesari fără a se conecta un circuit (o rezistență) la intrarea 5,5, astfel că sistemul poate funcționa ca un buffer. Rezistența de intrare a izolatorului este foarte mare ($R_1 = \infty$).

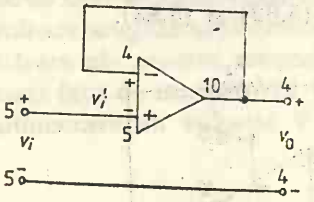


Fig. 5.66

5.15.3. Amplificator sumator

Un amplificator sumator este reprezentat în figura 5.67. Curentul I_i este egal cu suma curenților care trec prin R_1, R_2 și R_3. Prin urmare, $I_r = -I_i$ și

$$-\frac{v_0}{R_r} = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3},$$

de unde

$$v_0 = -\left(\frac{R_r}{R_1}v_1 + \frac{R_r}{R_2}v_2 + \frac{R_r}{R_3}v_3\right),$$

adică tensiunea de la ieșire este egală cu suma ponderată a tensiunilor de la intrare și are semnul schimbat. Dacă $R_1 = R_2 = R_3 = R$ se obține

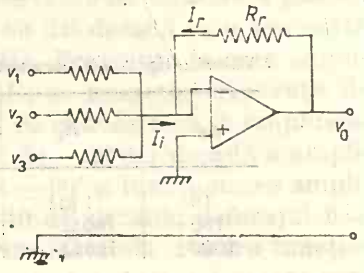


Fig. 5.67

$$v_0 = -(R_r/R)(v_1 + v_2 + v_3),$$

iar pentru $R_r = R$ rezultă

$$v_0 = -(v_1 + v_2 + v_3).$$

5.15.4. Amplificator integrator

Dacă în conexiunea inversoare se introduce capacitorul C în locul rezistenței R_r (fig. 5.68 *a*) se obține un circuit integrator. Presupunînd că curentul de intrare I_i este neglijabil va trece același curent prin R_1 și prin C, adică $I_i = -I_r$. În acest caz se poate scrie

$$(v_i - v_i')/R_1 = C\,\mathrm{d}(v_i' - v_0)/\mathrm{d}t.$$

Integrînd ambii membri se obține

$$v_0 - v_i' = \frac{1}{R_1 C} \int_0^t (v_i - v_i')\, dt.$$

S-a presupus că la $t = 0$, tensiunea pe condensatorul C este egală cu zero $v_i' = -v_0/A$ și pentru A foarte mare se poate considera $v_i' = 0$. Rezultă

$$v_0 = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t v_i\, dt.$$

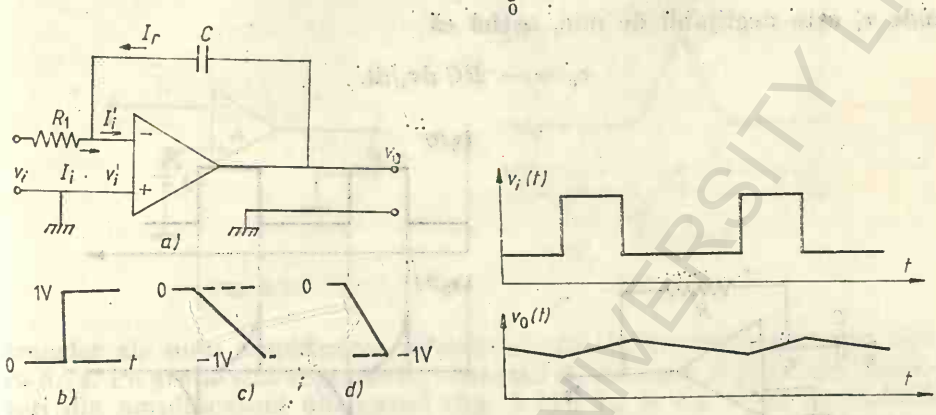


Fig. 5.68

Astfel, tensiunea de la ieșire este egală cu integrala din tensiunea de la intrare împărțită prin produsul RC. Pentru $R = 10^6\Omega$ și $C = 1\ \mu F$ se obține $RC = 1$. Dacă la intrare se aplică o tensiune treaptă, figura 5.68 *b*, se obține la ieșire o tensiune rampă, figura 5.68 *c* (pentru $1/RC = 1$) și figura 5.68 *d* (pentru $1/RC = 0{,}1$). Dacă la intrare se aplică pulsuri dreptunghiulare se obțin la ieșire pulsuri triunghiulare (fig. 5.68 *e*). Amplificatorul integrator poate fi utilizat ca formator de unde (de exenplu, dacă se aplică la intrare o undă pătrată se obține la ieșire o undă triunghiulară).

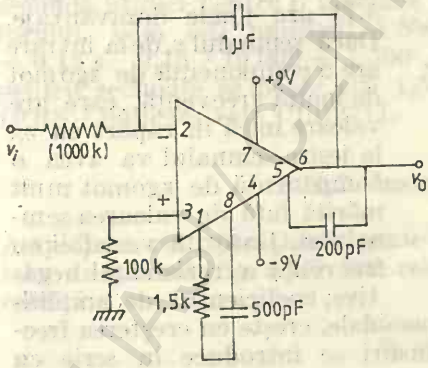


Fig. 5.69

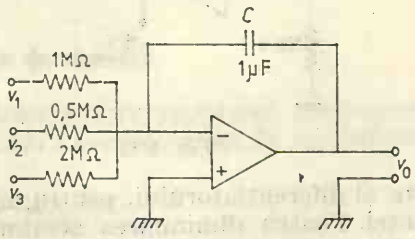


Fig. 5.70

În figura 5.69 este reprezentat un integrator construit cu un amplificator μA 709 (cu capsulă rotundă). În figura 5.70 se reprezintă un integrator cu mai multe intrări, cu mai mulți factori de scală, RC, așa cum se utilizează în calculatoarele analogice.

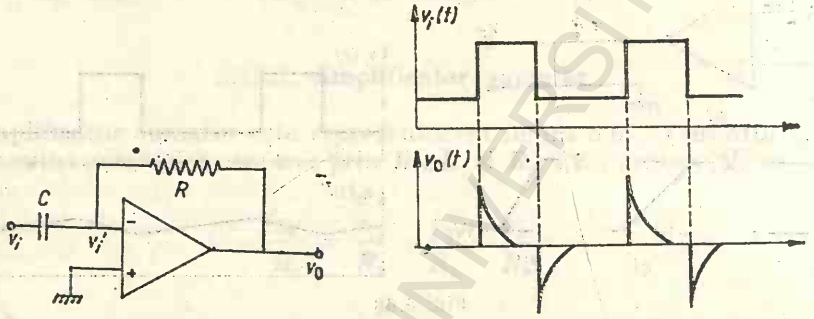
5.15.5. Amplificator diferențiator

Dacă se schimbă între ele locurile condensatorului și rezistorului din circuitul integrator se obține circuitul diferențiator reprezentat în figura 5.71 *a*. Egalînd curentul care trece prin condesator cu curentul care trece prin rezistența R, se poate scrie

$$C\frac{\mathrm{d}(v_i - v_i')}{\mathrm{d}t} = \frac{v_0 - v_i'}{R},$$

unde v_i' este neglijabil de mic, astfel că

$$v_0 = -RC\,\mathrm{d}v_i/\mathrm{d}t.$$



a. b.

Fig. 5.71

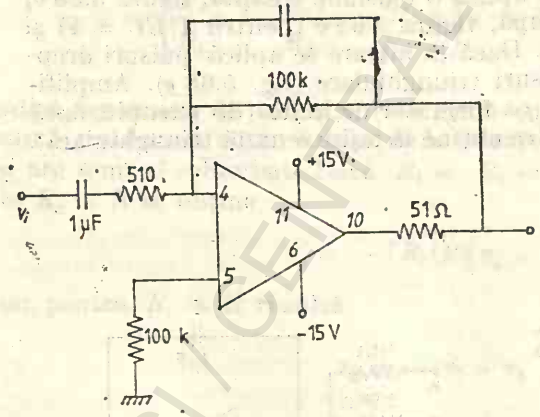


Fig. 5.72

Prin urmare, v_0 este o măsură a ratei de variație a lui v_i. Forma undelor de intrare și de ieșire este reprezentată în figura 5.71*b*. Circuitul diferențiator reprezentat în figura 5.71 are unele dezavantaje. Dacă semnalul v_i de la intrare are o componentă de zgomot de înaltă frecvență, care are valoare mică în raport cu v_i, la ieșire semnalul va avea o componentă de zgomot mult mărită față de valoarea semnalului. Datorită variației cu frecvența a rezistenței negative, coeficientul de amplificare al diferențiatorului, pentru unde sinusoidale, crește cu creșterea frecvenței. Pentru diminuarea acestor neajunsuri se introduce în serie cu condensatorul C o rezistență, ceea ce conduce la micșorarea coeficientului de amplificare într-o regiune din domeniul frecvențelor mai înalte și implicit la reducerea zgomotului și mărirea stabilității circuitului. Un circuit diferențiator cu un amplificator operațional βA 741 este reprezentat în figura 5.72.

5.15.6. Comparatorul

Circuitul de bază al unui comparator este reprezentat în figura 5.73. El se utilizează pentru compararea valorii unei tensiuni cu valoarea unei tensiuni de referință. Funcționarea sa se înțelege urmărind curbele de

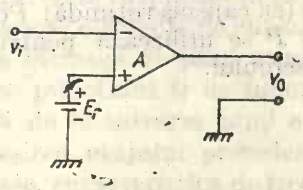


Fig. 5.73

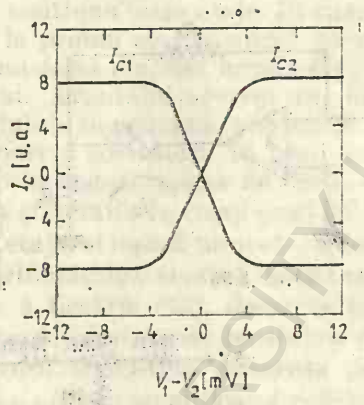


Fig. 5.74

transfer ale unui amplificator diferențial (fig. 5.51) reprezentate în figura 5.74. Pe grafic sînt reprezentați curenții de colector ai celor doi tranzistori din amplificatoul diferențial (fig. 5.51), I_{c1} și I_{c2}. Cînd semnalul de intrare are valoarea ceva mai mare decît tensiunea de referință se culege la ieșire o tensiune; cînd tensiunea semnalului de intrare are valoarea mai mică decît tensiunea de referință se obține la ieșire o tensiune de semn opus cazului anterior. Comparatorul se utilizează, de exemplu, în voltmetrele digitale unde se compară tensiunea de intrare cu o tensiune rampă generată în interior. Se numără alternanțele unui oscilator și numărătoarea este stopată de către un semnal din comparator atunci cînd tensiunea de măsurat devine egală cu tensiunea rampă. De exemplu, dacă oscilatorul are frecvența de 10 000 Hz și tensiunea rampă crește cu 10 mV pe milisecundă atunci pentru o tensiune de intrare de 1,5 V, pe ecranul numărătorului, vom citi numărul 1 500 (1,5 V : 10 mV = 150; $150 \cdot 10^{-3} =$ = 0,15 s; 0,15 · 10 000 = 1 500 pulsuri). Fixînd pe cadran un punct pentru zecimale se poate citi 1,500. Un comparator care se fabrică la IPRS—Băneasa este CLB2711.

5.15.7. Instrumente de măsură

Amplificatorul operațional poate fi utilizat pentru realizarea instrumentelor de măsură (fig. 5.75). Din relația (5.82) a coeficientului de amplificare rezultă

$$v_0 = -(R_r/R_1)v_i$$

și curentul I_0 prin instrumentul de măsură are valoarea

$$I_0 = v_0/R_0 = -(R_r/R_1R_0)\,v_i.$$

Rezultă

$$I_0/v_i = -R_r/R_1R_0. \tag{5.84}$$

Aceasta este relaţia de bază, care leagă curentul de ieşire de tensiunea de intrare. Dacă I_0 se măsoară în mA, v_i se măsoară în mV. Pentru $R_1 = 100\,\text{k}\Omega$, $R_f = 100\,\text{k}\Omega$ şi $R_0 = 10\,\text{k}\Omega$ se obţine $I_0/v_i = -1/10$. Astfel, pentru tensiunea de 10 mV la intrarea amplificatorului se citeşte curentul de 1 mA pe scala instrumentului. Schema unui microampermetru de curent continuu este reprezentată în figura 5.76. El conţine un amplificator μA 709 (cu capsulă rotundă). Potenţiometrul P se utilizează pentru ajustarea zeroului.

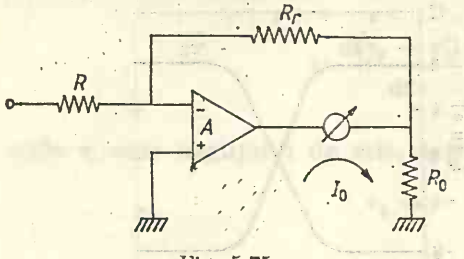


Fig. 5.75

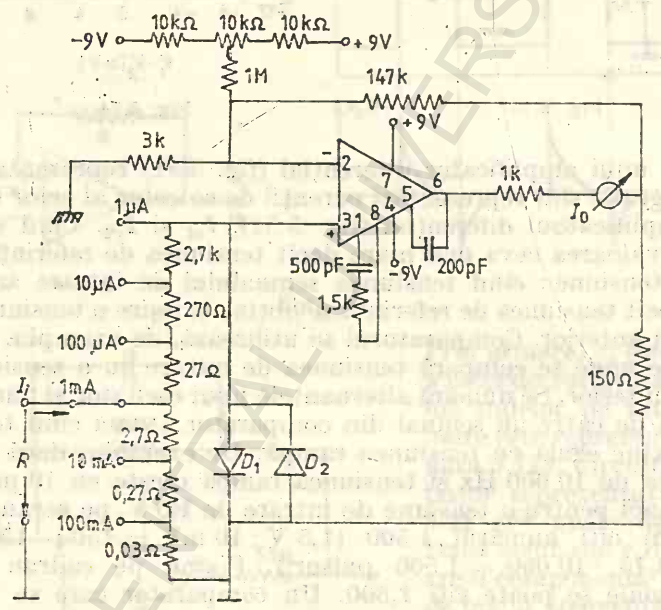


Fig. 5.76

5.16. Amplificatoare cu mai multe etaje

Pentru a obţine un coeficient mare de amplificare se realizează amplificatori cu două sau mai multe etaje legate în serie sau cascadă. Cuplajul între etaje se poate face în mai multe moduri : (1) capacitiv-rezistiv (RC), (2) prin transformator şi (3) direct. Pentru realizarea cuplajului între etaje se au în vedere între altele două probleme esenţiale : (a) alimentarea în curent continuu a unui etaj să nu fie perturbată de către celelalte etaje şi (b) transferul semnalului de la un etaj la altul trebuie să se facă cu mini-

mum pe pierderi și de distorsiuni. În cazul cuplajului RC tensiunea alternativă de pe rezistența de sarcină a primului etaj se aplică la intrarea etajului următor prin intermediul unui condensator de cuplaj. Reactanța condensatorului de cuplaj trebuie să fie suficient de mică, astfel încît pierderile să fie practic zero, și să nu existe distorsiuni de fază. Condensatorul C realizează și izolarea în curent continuu între etaje. În cazul cuplajului prin transformator semnalul de la primul etaj se aplică pe primarul transformatorului de cuplaj și este transferat etajului următor prin intermediul secundarului transformatorului. Avantajul acestui tip de cuplaj constă în faptul că se realizează acordul de impedanță între etaje. Totuși, transformatorii utilizați sînt relativ mari și costisitori. În plus, amplificatoarele cu mai multe etaje cu cuplaj prin transformator au dezavantaje în ceea ce privește răspunsul în frecvență și în fază. În cazul cuplajului direct nu se folosesc elemente de cuplaj între etaje, ci ieșirea unui etaj este cuplată direct la intrarea etajului următor. Dificultatea acestui cuplaj constă în stabilirea punctului Q de funcționare a fiecărui etaj, deoarece tensiunea continuă de la intrarea unui etaj este determiată de tensiunea continuă de la ieșirea etajului precedent. Totuși, neexistînd elemente de cuplaj între etaje, caracteristica de frecvență a acestui amplificator este mai bună decît în celelalte cazuri. De asemenea, el necesită mai puține componente electronice. Amplificatoarele cu cuplaj direct se utilizează de obicei în circuitele integrate.

5.16.1. Amplificator cu mai multe etaje cu cuplaj RC

Un amplificator simplu cu două etaje cu cuplaj RC este reprezentat în figura 5.77. Condensatorul C_c de cuplaj leagă colectorul tranzistorului T_1 cu baza tranzistorului T_2. În general, un amplificator se proiectează să funcționeze într-un domeniu de frecvență cît mai larg; însă amplificarea scade atît la frecvențe înalte cît și la frecvențe joase. Se utilizează trei

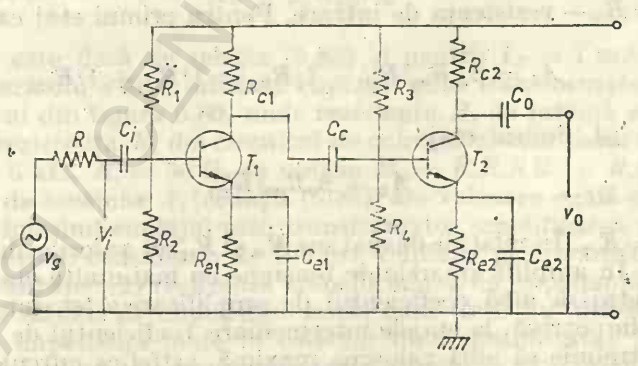


Fig. 5.77

modele aproximative de circuite echivalente: unul la frecvențe medii, unul la frecvențe joase și altul la frecvențe înalte. Circuitul echivalent la frecvențe medii este reprezentat în figura 5.78. În acest circuit R_{11} este

rezistența de intrare a primului etaj și R_{i2} este rezistența de intrare a celui de-al doilea etaj

$$\frac{1}{R_{1i}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{ie}}, \qquad \frac{1}{R_{i2}} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{r_{ie}},$$

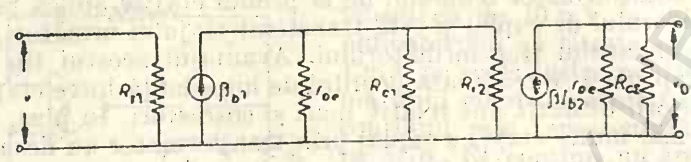


Fig. 5.78

r_{ie} este rezistența de intrare a tranzistorului în conexiunea cu emitorul comun

$$r_{ie} = \beta_0 r_\pi \simeq \beta_0\, 50\ \text{mV}/I_E, \tag{5.85}$$

unde I_E este curentul continuu de emitor. Notăm cu A_1 și A_2 coeficientul de amplificare a tensiunii pentru tranzistorul T_1 și, respectiv, T_2. Deoarece la intrarea tranzistorului T_2 se aplică tensiunea $A_1 v_i$, tensiunea v_0 la ieșirea amplificatorului are valoarea

$$v_0 = A_1 \cdot A_2 v_i,$$

astfel că, coeficientul de amplificare al întregului circuit $A_i = A_1 A_2$. Coeficientul de amplificare a tensiunii al unui amplificator cu mai multe etaje cu cuplaj RC este egal cu produsul coeficienților etajelor individuale. Coeficientul de amplificare a tensiunii al unui etaj este dat de relația

$$A_v = A_i R_{ieș}/R_{in},$$

$A_i \equiv \beta_0$ este coeficientul de amplificare a curentului iar $R_{ieș}$ este rezistența de ieșire și R_{in} — rezistența de intrare. Pentru primul etaj există relațiile:

$$A_1 = \beta_0\, R_{ieș}/R_{i1}, \quad 1/R_{ieș} = 1/R_{c1} + 1/R_{i2},$$

iar pentru al doilea etaj

$$A_2 = \beta_0 R_{ieș}/R_{i2},$$

unde $R_{ieș} = R_{c2}$. În relațiile de mai sus R_{i1} și R_{i2} au valorile date de expresiile (5.84). În amplificatoarele de tensiune cu mai multe etaje nu trebuie ca fiecare etaj să aibă coeficientul de amplificare a tensiunii de valoare maximă. Dimpotrivă, la etajele intermediare coeficientul de amplificare a curentului trebuie să aibă valoarea maximă, astfel ca curentul de semnal care intră în etajul final să producă un curent de colector cît mai mare posibil. În acest fel, tensiunea de ieșire, dezvoltată pe rezistența de sarcină din colector, are o valoare mare. Elementele de circuit din figura 5.77 pot avea următoarele valori: $V_{0c} = +15$ V, $\beta_0 = 100$, $R_1 = R_3 = 50$ kΩ, $R_2 = R_4 = 25$ kΩ, $R_{c1} = R_{c2} = 5$ kΩ, $R_{e1} = R_{e2} = 4$ kΩ.

5.16.2. Cuplajul prin transformator

Cuplajul prin transformator se utilizează, de obicei, pentru a cupla un etaj de comandă la un amplificator de putere sau pentru a cupla un amplificator de putere la o sarcină de impedanţă mică (pentru acordul impedanţei).

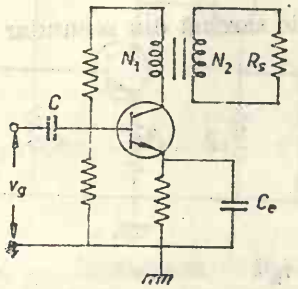


Fig. 5.79

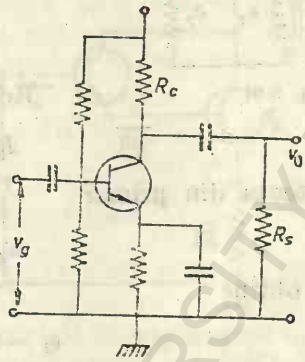


Fig. 5.80

În acest ultim caz, un exemplu este reprezentat în figura 5.79. Rezistenţa, R_s, de sarcină este cuplată la colector prin transformator. Rezistenţa R'_s este rezistenţa în curent alternativ reflectată din secundar în primar şi are valoarea

$$R'_s = k^2 R_s,$$

unde $k = N_1/N_2$ este raportul de transformare al transformatorului. Dacă $R_s = 50\ \Omega$ şi $k = 10$, atunci rezistenţa reflectată din secundar în primar are valoarea $R'_s = 5\ \text{k}\Omega$. Prin urmare, rezistenţa de sarcină în curent alternativ din colector are valoare mare, $R_{ac} = R'_s = 5\ \text{k}\Omega$. Amplificarea de tensiune

$$A_v = \beta_0 R_{ac}/r_{ie}, \tag{5.86}$$

rezistenţa r_{ie} este dată de relaţia (5.85) şi pentru $I_E = 1$ mA se obţine $A_v = 100$. Dacă nu s-ar fi utilizat cuplajul prin transformator şi s-ar fi folosit circuitul din figura 5.80, unde rezistenţa R_s de sarcină este cuplată capacitiv la rezistenţa R_c din circuitul de colector al tranzistorului, atunci pentru $R_c = 5\ \text{k}\Omega$, $R_s = 50\ \Omega$, se obţine $R_{ac} = R_c R_s/(R_c + R_s) = 50\ \Omega$ şi amplificarea de tensiune A_v (ecuaţia (5.86)) are valoarea egală cu unitatea. Prin urmare folosind cuplajul prin transformator amplificarea de tensiune creşte, în exemplul considerat, de 100 ori. Cuplajul prin transformator are mai multe avantaje : (1) realizează transformarea de impedanţă şi permite folosirea unei sarcini de impedanţă mică, cum ar fi un difuzor, care se reflectă ca o impedanţă mare în colector dînd posibilitatea funcţionării corecte a tranzistorului de putere în curent alternativ ; (2) întrucît căderea de tensiune pe primarul transformatorului este neglijabilă, tensiunea de alimentare este egală cu tensiunea care cade pe colector, astfel că este necesară o tensiune mai mică de alimentare ; (3) deoarece prin rezistenţa de sarcină nu trece curent continuu, nu se disipă putere pe ea, ceea ce

este foarte util cînd R_s reprezintă un difuzor sau un servomotor, în care caz curentul continuu ar degrada performanțele dispozitivului. În amplificatorii care funcționează în domeniul de frecvență audio (50—1 500 Hz) se folosește un transformator cu miez magnetic din fier laminat. Tensiunile și curenții din primar și secundar (fig. 5.81) sînt lehate între ele prin raportul de transformare $k = N_1/N_2$, astfel că

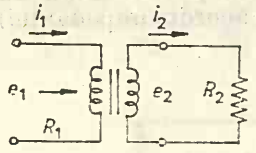


Fig. 5.81

$$e_1/e_2 = i_2/i_1 = k.$$

Rezistența de sarcină din secundar este

$$R_2 = e_2/i_2,$$

iar rezistența din primar

$$R_1 = e_1/i_1.$$

Se obține

$$e_1 = ke_2,\ i_1 = i_2/k$$

și prin urmare

$$R_1 = k^2 e_2/i_2 = k^2 R_2.$$

Aceasta este rezistența reflectată de către secundar în primar.

5.16.3. Cuplajul direct

Amplificatoarele cu cuplaj RC și cele cu cuplaj prin transformator nu pot funcționa la frecvențe joase și, în particular, în curent continuu, datorită reactanțelor elementelor de cuplaj. Pentru a extinde funcționarea și în acest domeniu de frecvență și în curent continuu ieșirea unui etaj se poate cupla direct la intrarea etajului vecin, fără a se utiliza elemente de cuplaj. Menționăm că în afara amplificatorilor cu cuplaj direct pentru amplificarea curentului continuu se utilizează și amplificatori care convertesc (modulează) semnalul continuu în semnal alternativ, îl amplifică pe acesta din urmă și în final îl demodulează, transformîndu-l din nou în semnal continuu.

În figura 5.82 este reprezentat un amplificator de curent continuu cu două etaje, cu tranzistori complementari. În primul etaj se utilizează un tranzistor *npn* iar în al doilea etaj se utilizează un tranzistor *pnp*. Coeficientul de amplificare este egal cu produsul dintre coeficienții de amplificare ai celor două etaje. Elementele de circuit pot avea valorile $R_1 = 10\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 1\ \text{k}\Omega$, $R_{c1} = R_{c2} = 500\ \Omega$, $R_{c1}' = R_{c2}' = 5\ \text{k}\Omega$, $V_a = 15\ \text{V}$. O conexiune directă între doi tranzistori, care se utilizează în circuitele integrate, este conexiunea Darlington (fig. 5.83). Această conexiune constă dintr-un tranzistor T_1 conectat ca repetor pe emitor care comandă al doilea tranzistor, T_2, conectat, de asemenea, ca repetor pe emitor. Rezistența R_s de sarcină este conectată la emitorul tranzistorului T_2. Coeficientul de amplificare a tensiunii pentru conexiune este mai mic decît unitatea, deoarece tranzistorii fiind conectați fiecare ca repetor pe emitor au fiecare coeficien-

tul de amplificare a tensiunii mai mic decît unitatea. În schimb coeficientul de amplificare a curentului de către conexiune

$$\beta_D = \beta_0^2, \tag{5.87}$$

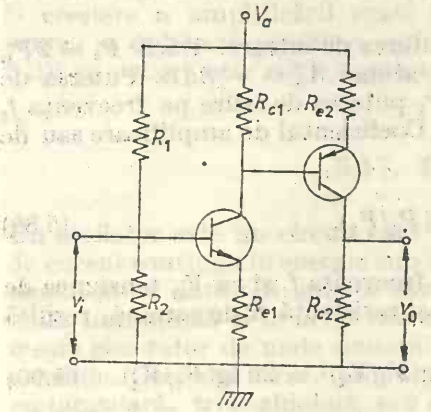


Fig. 5.82

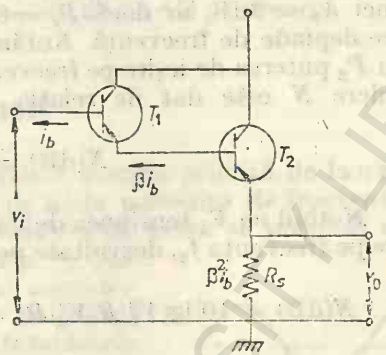


Fig. 5.83

unde β_0 este coeficientul de amplificare a curentului de către un tranzistor. S-a presupus că β_0 are aceeași valoare pentru cei doi tranzistori. Relația (5.87) rezultă din următoarele considerații. Notînd cu i_b curentul alternativ de intrare pe baza tranzistorului T_1, curentul din emitorul acestuia este $i_e = \beta_0 i_b$. Acesta din urmă este curentul din baza celui de-al doilea tranzistor, astfel că curentul din emitorul lui T_2 are valoarea $i_e = \beta_0(\beta_0 i_b) = \beta_0^2 i_b$, ceea ce justifică relația (5.87). Se cunoaște că rezistența de intrare a unui tranzistor în conexiunea cu colectorul comun este egală cu produsul dintre coeficientul de amplificare în curent și rezistența sa de sarcină în curent alternativ. Astfel, rezistența de intrare a conexiunii Darlington $r_i = \beta_0^2 R_s$. Avînd impedanță de intrare de valoare mare, conexiunea Darlington se utilizează ca adaptor de impedanță, de exemplu, pentru a conecta o sursă de impedanță mare la o sarcină de impedanță mică. Conexiunea Darlington se atașează în mod obișnuit la intrarea diferențială a unui amplificator operațional în scopul de a mări rezistența de intrare. Un asemenea caz este reprezentat în figura 5.84.

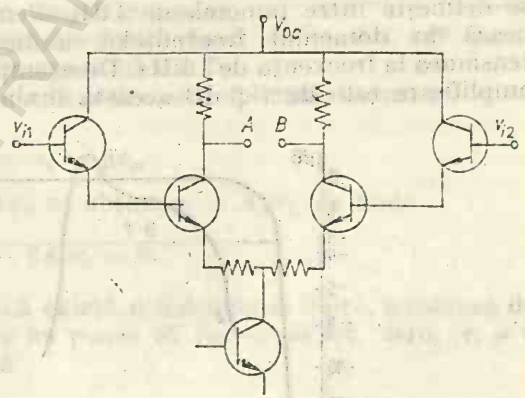


Fig. 5.84

5.16.4. Unitatea de măsură a amplificării

Unitatea de măsură a amplificării introdusă inițial, se numește bel în onoarea lui Alexander Graham Bell, inventatorul telefonului. Unitatea bel fiind mare s-a introdus ca unitate decibel (dB) care este a zecea parte

dintr-un bel. Prin definiție, amplificarea de putere în dB este

$$A_p(\text{dB}) = 10 \lg(P_e/P_i), \tag{5.88}$$

unde P_e este puterea de ieșire și P_i — puterea de intrare. Dacă $P_e = 2P_i$, atunci $A_p = 3$dB iar dacă $P_e = 0{,}5\ P_i$, atunci $A_p = -3$dB. Puterea de ieșire depinde de frecvență. Notăm cu P_1 puterea de ieșire pe frecvența f_1 și cu P_2 puterea de ieșire pe frecvența f_2. Coeficientul de amplificare sau de pierdere N este dat de relația

$$N(\text{dB}) = 10 \lg(P_1/P_2). \tag{5.89}$$

Notînd cu V_1 tensiunea de ieșire pe frecvența f_1 și cu V_2 tensiunea de ieșire pe frecvența f_2, dezvoltate pe aceeași rezistență R de sarcină, rezultă

$$N(\text{dB}) = 10 \lg(V_1^2/R/V_2^2/R) = 10 \lg(V_1/V_2)^2 = 20 \lg(V_1/V_2). \tag{5.90}$$

Cu toate că tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire se aplică pe rezistențe de valoare diferită, o expresie analogă cu (5.90) se utilizează (deși incorect) și pentru coeficientul de amplificare a tensiunii. De exemplu, dacă coeficientul de amplificare a tensiunii este de 60 dB, avînd în vedere că $60 = 20 \lg (V_e/V_i)$, rezultă că tensiunea de ieșire este de 1 000 ori mai mare decît tensiunea de intrare. Răspunsul la frecvență (amplificarea de tensiune în funcție de frecvență) pentru un amplificator cu două etaje este reprezentat în figura 5.85 pentru două cazuri: cuplaj *RC* (curba *1*) și cuplaj prin transformator (curba *2*). Se observă că performanțele amplificatorului cu cuplaj prin transformator sînt mult mai slabe decît în cazul cuplajului *RC*. Rezultatul se datorează modificării cu frecvența a impedanțelor primarului și secundarului transformatorului. Banda de frecvență (B.f) se definește între punctele de 3 dB. Pentru amplificatorii care funcționează în domeniul frecvențelor audio se ia ca tensiune de referință tensiunea la frecvența de 1 kHz. De exemplu, dacă la 60 Hz coeficientul de amplificare este de —3 dB aceasta înseamnă că puterea de ieșire a

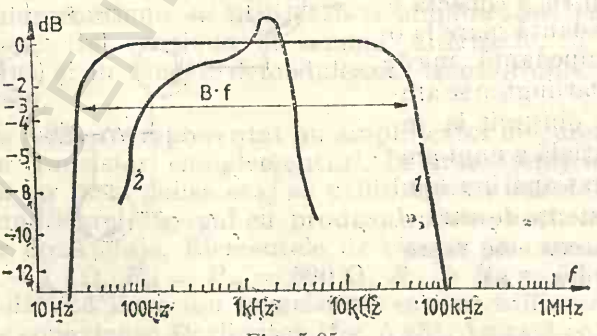


Fig. 5.85

scăzut de două ori față de valoarea ei la 1 kHz. Pentru amplificatorii care funcționează în alte domenii de frecvență, frecvența de referință se ia la mijlocul domeniului de frecvență. Se utilizează, de asemenea, noțiunea de rată de variație cu frecvența sau panta amplificării. Dacă amplificarea

crește (sau scade) cu 6 dB pe octavă, aceasta înseamnă că tensiunea se dublează (sau se micșorează de două ori) atunci cînd frecvența se dublează. În scară logaritmică o astfel de variație se reprezintă printr-o linie dreaptă. O creștere a amplificării egală cu 6 dB pe decadă înseamnă că tensiunea se dublează pentru o variație a frecvenței de 10 ori. O creștere de 6 dB pe octavă este echivalentă cu o creștere de 20 dB pe decadă.

5.17. Oscilatori

Un oscilator este un circuit care convertește energia primită de la o sursă de curent continuu în energie sub formă de unde periodice de frecvență și amplitudine dată. În amulte cazuri tensiunea de ieșire se prezintă ca o undă sinusoidală și în acest caz oscilatorul se numește generator de unde sinusoidale sau oscilator armonic. Oscilatorii care produc unde de formă rectangulară, triunghiulară sau dinte de ferăstrău se numesc oscilatori de relaxare. Se numesc de relaxare deoarece în forma undelor generate există periodic o tranziție treaptă. Diverse forme de unde sînt reprezentate în figura 5.86. În acest paragraf ne vom ocupa de generatorii de unde sinusoidale, generatorii de relaxare (multivibrator, oscilator cu TUJ etc.) vor fi studiați, parte din ei, în alte capitole.

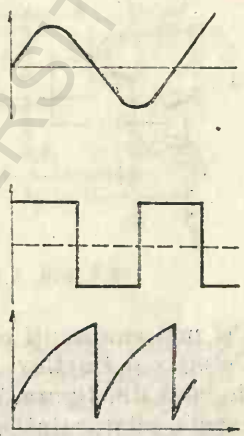


Fig. 5.86

5.17.1. Principiul de funcționare al oscilatorului

Un oscilator sinusoidal este un amplificator cu reacție în care la frecvența de oscilație dorită factorului de reacție este pozitiv. În circuitul din figura 5.87 o parte din tensiunea de la ieșire este aplicată la intrare

$$v_r = v_i = \beta v_0.$$

Avînd în vedere că $v_0 = A v_i$, se obține $v_i = A\beta v_i$, de unde

$$(1 - \beta A) v_i = 0.$$

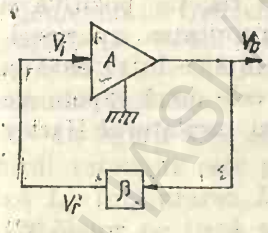


Fig. 5.87

Dacă există o tensiune la ieșire, tensiunea de la intrare nu poate să fie egală cu zero, $v_i \neq 0$ și rezultă

$$1 - \beta A = 0, \quad \beta A = 1. \tag{5.91}$$

Această relație constituie criteriul Barkhausen de oscilație și se traduce prin următoarele două condiții: (1) amplificarea de tensiune pe circuitul alcătuit din amplificator și rețeaua de reacție este egală cu unitatea; (2) diferența de fază între v_i și v_r adică schimbarea de fază pe circuit este egală cu zero sau 360°, sau $2n \times 180°$ ($n = 0, 1, 2, 3, \ldots$) De ce se obțin

unde sinusoidale în oscilatorul cu reacție? Circuitul poate să conțină și elemente reactive. Elementele reactive afectează în general frecvența și faza undelor care trec prin circuite. Se demonstrează matematic că numai o undă sinusoidală își păstrează caracteristicile de fază și de frecvență atunci cînd trece printr-o rețea reactivă. Prin urmare, condiția ca tensiunea de reacție v_r să fie identică cu tensiunea de intrare este îndeplinită numai de o undă sinusoidală, care își păstrează neschimbată faza și frecvența. Modificarea de fază pe care o introduce o rețea reactivă este funcție de frecvența semnalului și numai pentru o anumită frecvență, care este frecvența de oscilație, tensiunea de reacție v_r este în fază cu tensiunea v_i de intrare și deci este satisfăcut criteriul de fază al lui Barkhausen. Oscilatorii care funcționează la frecvențe înalte conțin un circuit rezonant în sarcină. Aceasta asigură stabilitatea frecvenței și puritatea formei undelor.

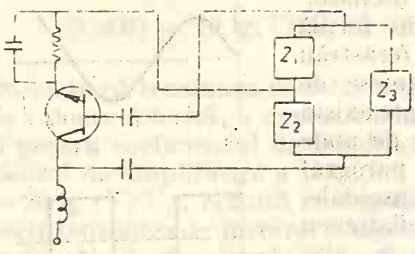


Fig. 5.88

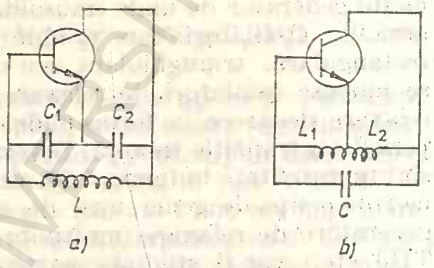


Fig. 5.89

Cei mai cunoscuți oscilatori de radiofrecvență de acest fel sînt oscilatorii Colpitts și Hartley. Funcționarea lor poate fi înțeleasă urmărind circuitul de bază din figura 5.88. Z_1, Z_2 și Z_3 alcătuiesc un circuit rezonant care, în cazul oscilatorului Colpitts, este compus din două capacități și o inductanță (fig. 5.89 *a*) iar în cazul oscilatorului Hartley este compus din două inductanțe și o capacitate (fig. 5.89 *b*). La rezonanță, circuitul rezonant se comportă ca o rezistență, astfel că tensiunea pe colector este defazată cu 180° față de tensiunea de intrare. Pe de altă parte, tensiunea la oricare din cele două capete ale circuitului rezonant trebuie să fie defazată cu 180° față de punctul de priză (derivație) dintre Z_1 și Z_2. Prin urmae, dacă se leagă punctul de derivație la emitor iar capetele circuitului rezonant la colector și, respectiv, la bază, atunci tensiunea aplicată prin Z_1 pe bază este în fază cu tensiunea de intrare. Apare astfel în circuit reacția pozitivă și dacă coeficientul de amplificare pe circuit este egal cu unitatea, apar oscilații. Punctul de derivație se alege astfel încît să se aplice între bază și emitor o fracțiune convenabilă din tensiunea dintre cele două capete ale circuitului rezonant. Frecvența de rezonanță pentru oscilatorul Harley este dată de relația

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{C(L_1 + L_2)}, \tag{5.92}$$

iar pentru oscilatorul Colpitts este dată de expresia

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC_1C_2/(C_1 + C_2)}. \tag{5.93}$$

5.17.2. Oscilatorii Colpitts, Hartley și acordați pe colector

Oscilatorul Colpitts este reprezentat în figura 5.90. Prin intermediul rezistențelor R_1, R_2 și R_e tranzistorul se polarizează astfel ca punctul său de funcționare, Q, să fie deplasat ceva mai mult către regiunea de blocare față de cazul de funcționare în clasă A. Nu se utilizează polarizarea în clasă

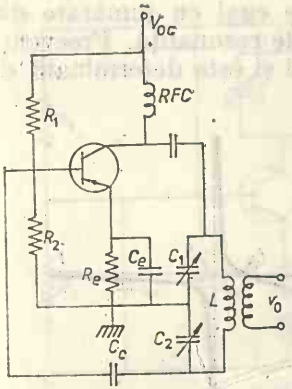


Fig. 5.90

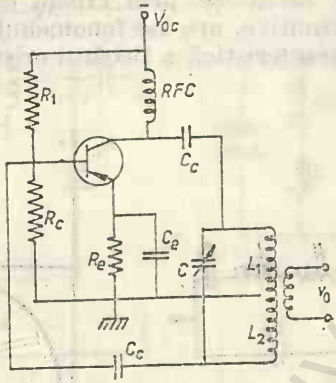


Fig. 5.91

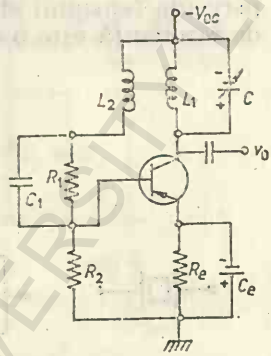


Fig. 5.92

B sau C deoarece în acest caz curentul inițial ar fi egal cu zero. Valoarea capacității C_e se alege astfel încît la frecvența de oscilație reactanța ei să fie a zecea parte din R_e. Bobina de șoc de radiofrecvență RFC oprește trecerea curentului de radiofrecvență în sursa de alimentare de curent continuu. Reactanța inductivă, X_L, a acesteia se alege mult mai mare decît reactanța capacitivă X_C a condensatorului de blocare ($X_L \geqslant 10\ X_C$). Capacitățile C_1 și C_2 sînt egale; ambii condensatori sînt fixați pe un ax comun și prin variația capacităților lor se variază frecvența de oscilație, dată de relația (5.93).

Oscilatorul Hartley, cel mai des utilizat ca oscilator local în receptorii cu superheterodină, este reprezentat în figura 5.91. Poziția prizei (punctului de derivație pe bobină) se alege astfel încît L_2 este de $2 \div 4$ ori mai mare decît L_1. Valorile elementelor de circuit pentru un oscilator Hartley în domeniul de frecvență $8 \div 60$ kHz pot fi următoarele: tranzistor de tip 2N3638, $R_1 = 6{,}2$ kΩ, $R_2 = 2$ kΩ, $R_e = 1$ kΩ, $L_1 + L_2 = 2$ mH, $C_c = 0{,}5$ μF, $C_e = 0{,}1$ μF, $C = 0{,}1$ μF. Există o variantă Armstrong a oscilatorului Hartley.

În figura 5.92 este reprezentat oscilatorul acordat pe colector. Circuitul rezonant este alcătuit din capacitatea variabilă C și inductanța fixă L_1. Înfășurarea L_2, cuplată strîns cu L_1, este astfel orientată că de pe colector pe bază se aplică un semnal de reacție pozitivă. Pentru domeniul de frecvență $0{,}5 \div 1{,}5$ MHz se pot utiliza următoarele valori ale elementelor de circuit; tranzistor de tip 2N3638, $V_{0c} = 20$ V, $R_1 = 36$ kΩ, $R_2 = 8$ kΩ, $R_c = 3$ kΩ, $C_e = 0{,}1$ μF, $C_1 = 2000$ pF, $C = 100$ pF, $L_1 = 80$ mH, $L_2 = 20$ mH.

5.17.3. Oscilatorul cu cristal

Pentru a se obține o foarte bună stabilitate a frecvenței oscilatorului se utilizează în circuit un cristal de cuarț [8]. Cuarțul este un cristal piezoelectric. Cînd cristalul este supus la o tensiune mecanică, de exemplu în direcție orizontală, apar pe fețele opuse, de sus și de jos, sarcini electrice de semn contrar; invers, dacă se aplică o tensiune electrică între fețele de sus și de jos apare o deformare a cristalului în direcție orizontală. Dacă tensiunea aplicată este alternativă, cristalul vibrează. Cînd timpul de traversare a vibrației mecanice prin cristal este egal cu jumătate din perioada tensiunii alternative, are loc fenomenul de rezonanță. Frecvența de rezonanță este o caracteristică a fiecărui cristal și este determinată de

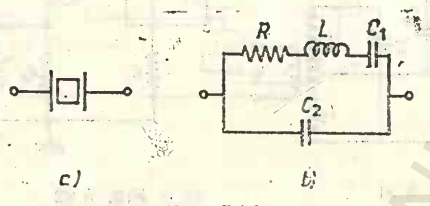


Fig. 5.93

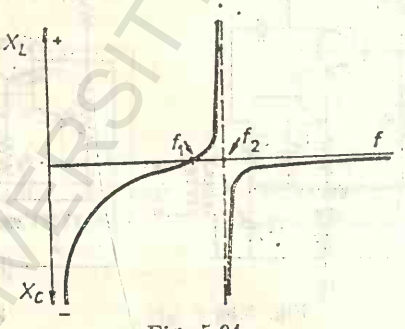


Fig. 5.94

tipul de tăietură a cristalului (de exemplu, perpendicular pe axa Ox sau Oy) de dimensiunile probei și de modul de vibrație. De exemplu, un cristal de cuarț cu grosimea de 80 μm are frecvența de rezonanță de 20 MHz. După ce este tăiată plăcuța de cuarț și adusă la dimensiunile dorite i se atașează electrozii metalici pe cele două fețe opuse prin depunere în vid sau cristalul se prinde între două plăci metalice. Apoi se închide într-o montură de sticlă. Simbolul în circuit al cristalului de cuarț este reprezentat în figura 5.93 *a*, iar circuitul său electric echivalent este reprezentat în figura 5.93 *b*. Mărimile R, L și C_1 descriu caracteristicile cristalului însuși iar C_2 este capacitatea dintre cele două armături metalice, avînd cristalul ca dielectric. Rezistența R este mică iar inductanța L este foarte mare (0,1 ÷ 100 H), astfel că $Q = X_L/R$ are valoare foarte mare, pînă la 100 000. Capacitatea C_1 are valoare foarte mică ($\simeq$1 pF) iar C_2 are valoarea cuprinsă între 4 și 40 pF. Așa cum este reprezentat în figura 5.94, există o frecvență f_1 de rezonanță a circuitului serie și o frecvență f_2 de rezonanță a circuitului paralel, $f_1 < f_2$. La frecvența f_1 reactanțele lui L și C_1 devin egale și opuse în fază și se obține rezonanța serie. La frecvența f_2 care este puțin mai mare (cu $\approx$1%) decît f_1, reactanța ramurii L-C_1 devine inductivă și egală cu reactanța lui C_2; în acest caz se obține rezonanță paralel. Frecvența de rezonanță serie este dată de relația

$$f_1 = 1/2\pi\sqrt{L_1C_1}.$$

Pentru a obține frecvența de rezonanță paralel, se are în vedere că în acest caz $X_L - X_{C1} = X_{C2}$, adică

$$2\pi f_2 L - 1/2\pi f_2 C_1 = 1/2\pi f_2 C_2,$$

sau

$$f_2 = 1/2\pi\sqrt{LC},\ C = C_1C_2/(C_1 + C_2).$$

În cazul rezonanței serie rezistența circuitului este R iar în cazul rezonanței paralel rezistența efectivă a circuitului este

$$R_p = Q/2\pi f_2 C.$$

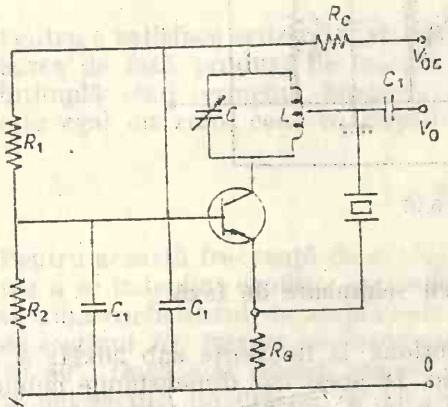


Fig. 5.95

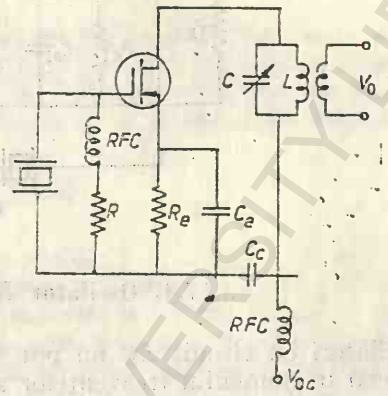


Fig. 5.96

În figura 5.95 este reprezentată o variantă a oscilatorului Hartley în care reacția are loc numai pe frecvența de rezonanță serie a cristalului în care caz rezistența sa efectivă este foarte mică. Circuitul rezonant LC din colector se acordă pe frecvența cristalului. Numărul de spire dintre punctul de derivație și capătul bobinei dinspre V_{0c} este a cincea parte din numărul total de spire. Circuitul poate funcționa între 30 MHz și 200MHz folosind următoarele valori ale elementelor constituente: tranzistor de tip 2N918, $R_1 = 8\text{k}\Omega$, $R_2 = 2\text{k}\Omega$, $C_1 = 0{,}001\ \mu\text{F}$, $R_e = 470\ \Omega$, $R_c = 470\ \Omega$, $V_{0c} = +12\text{V}$. Menționăm că pentru un cristal dat oscilatorul are o singură frecvență de funcționare.

În figura 5.96 este reprezentat un oscilator cu TEC acordat pe drenă în care cristalul funcționează pe frecvența de rezonanță paralel și joacă rol de circuit rezonant în circuitul de poartă al tranzistorului. Frecvența de oscilație este dictată de către cristal iar circuitul de acord joacă rol de filtru selectiv de frecvență. În circuitul de sarcină al oscilatorului pot apare uneori variații care pot modifica frecvența de funcționare. Pentru a evita aceasta în circuitul de sarcină al oscilatorului se conectează, de obicei, un repetor pe emitor care joacă rol de amplificator tampon deoarece prezintă o impedanță de valoare mare și constantă. În figura 5.97 se reprezintă un oscilator cu cristal cu două etaje. Cristalul joacă rol de circuit de reacție și oscilatorul funcționează ca în toate celelalte cazuri, pe o singură frecvență și anume pe frecvența naturală a cristalului de cuarț. Pentru frecvența naturală a cristalului de 9,1 kHz se utilizează următoarele valori ale elementelor de circuit: $R_1 = 75\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 27\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 91\ \text{k}\Omega$, $R_4 = 18\ \text{k}\Omega$, $R_5 = 20\text{k}\Omega$, $R_6 = 5{,}1\ \text{k}\Omega$, $R_e = 5{,}1\ \text{k}\Omega$, $R_{c1} = 5{,}1\ \text{k}\Omega$, $R_{c2} = 10\ \text{k}\Omega$, $C_e = 5\mu\text{F}$, $C = 5\ \mu\text{F}$, $V_{0c} = -22{,}5\ \text{V}$.

BUCHAREST UNIVERSITY LIBRARY

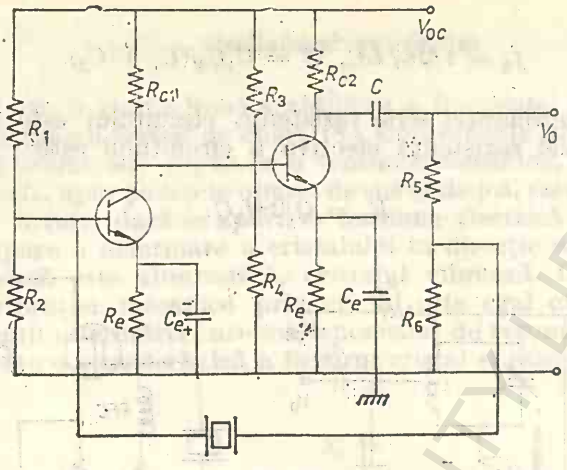


Fig. 5.97

5.17.4. Oscilator *RC* cu schimbare de fază

Oscilatori cu circuit *LC* nu pot funcţiona la frecvenţe sub 50kHz şi în special în domeniul frecvenţelor audio. În acest caz dimensiunile bobinei pentru a obţine valoarea convenabilă a lui *L* sînt prea mari şi este dificil de construit o bobină cu *Q* suficient de mare. În plus acestea sînt neadecvate în instalaţiile tranzistorizate. De asemenea, este dificil de construit condensatori cu capacitate variabilă de valoare mare. De aceea la joasă frecvenţă se utilizează oscilatori cu circuit *RC*. Principiul de funcţionare este similar cu cel din oscilatorii cu circuit *LC* : oscilatorul este un amplificator cu reacţie în a cărei linie de reacţie se utilizează o reţea selectivă de frecvenţă care de astă dată este constituită din rezistori şi condensatori.

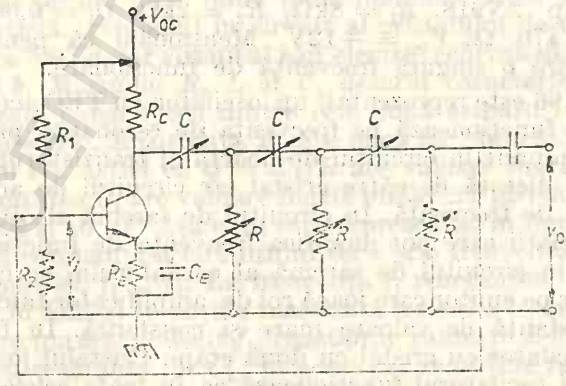


Fig. 5.98

În figura 5.98 este reprezentat un oscilator cu schimbare de fază cu trei secţiuni *RC*. Elementele de circuit pot avea următoarele valori : $V_{oc} = +18V$, tranzistor BC 109, $R_1 = 100$ kΩ, $R_2 = 18$ kΩ, $R_c = 10$kΩ,

$R_e = 2{,}2$ kΩ, $R = 18$ kΩ, $C = 0{,}01$ μF, $C_e = 50$ μF. Deoarece tranzistorul realizează o schimbare de fază de 180° între tensiunea de colector și tensiunea de pe bază, pentru ca acestea să fie în fază trebuie ca rețeaua RC să dea o schimbare de fază de 180°. Notînd $\alpha = 1/\omega RC$ se poate arăta că factorul de reacție pentru o rețea RC este dat de expresia

$$\beta = \frac{v_0}{v_i} = \frac{1}{1 - 5\alpha^2 - j(6\alpha - \alpha^3)}; \quad j = \sqrt{-1}.$$

Pentru a satisface criteriul de oscilație al lui Barkhausen trebuie ca schimbarea de fază produsă de rețeaua RC să fie egală cu 180°. Aceasta se întîmplă cînd termenul imaginar de la numitorul expresiei de mai sus este egal cu zero, ceea ce implică relația $\alpha^2 = 6$, de unde rezultă

$$f = 1/2\pi RC\sqrt{6}.$$

Pentru această frecvență de oscilație se obține $\beta = -1/29$. Astfel, pentru a se îndeplini condiția de oscilație $\beta A_v = 1$ trebuie ca amplificatorul să aibă coeficientul de amplificare a tensiunii $A_v = 29$. Numărul minim de secțiuni RC într-un oscilator este de trei, fiecare etaj dînd un defazaj de 60°. Dacă s-ar folosi numai două secțiuni RC fiecare secțiune ar trebui să dea un defazaj de 90° ceea ce ar conduce la atenuare practic infinită, adică căderea de tensiune pe R ar fi foarte mică deoarece R ar trebui să fie foarte mic pentru ca $\theta = \text{arctg } RC$ să fie foarte aproape de 90°. Oscilatorii RC se utilizează la frecvențe pînă la 100 kHz. La frecvențe mai mari impedanța rețelei RC devine atît de mică încît amplificarea de tensiune este micșorată sub valoarea minimă necesară, astfel că oscilațiile încetează. Un alt tip de oscilator RC este oscilatorul în punte Wien.

5.18. Zgomotul

5.18.1. Considerații generale

Zgomotul electric este o tensiune sau un curent, nedorite, care se suprapun peste semnalul obținut la ieșirea unui aparat. Unele surse de zgomot se află în însăși aparatul respectiv. Alte surse de zgomot apar din exterior: electricitatea atmosferică, stații de radio și televiziune, lămpi fosforescente, cîmpuri electrice și magnetice de la aparatele înconjurătoare, vibrațiile mecanice ale plăcilor condensatorilor, ale tuburilor, fluctuațiile de la sursa de alimentare. Alte surse de zgomot pot apare cînd se interconectează două sau mai multe aparate de măsură și acestea pot fi determinate de tipul de legătură la pămînt și de sursa de alimentare în curent alternativ. Zgomotul intern poate avea mai multe cauze. O tensiune de zgomot poate apare într-un rezistor datorită fluctuațiilor energiei (vitezei) electronilor. Acesta este zgomotul termic sau zgomotul Johnson după numele lui J.B. Johnson, care a pus în evidență pentru prima dată acest efect în 1927. El se poate pune în evidență dacă se leagă rezistorul direct

la un amplificator cu coeficient mare de amplificare și cu nivel mic de zgomot iar ieșirea amplificatorului se conectează la plăcile verticale ale unui osciloscraf. Se obține pe osciloscraf tensiunea de zgomot a rezistorului. Forma undelor de zgomot depinde de banda de frecvență a amplificatorului. Dacă amplificatorul este de bandă largă undele obținute arată ca niște fluctuații neuniforme, cu unele vîrfuri ocazionale. Dacă amplificatorul are bandă îngustă undele apar aproximativ ca cele date de un fenomen de bătăi însă cu o structură care variază continuu. Dacă se folosește, de exemplu, un amplificator de bandă îngustă căruia i se poate modifica frecvența din mijlocul benzii și se măsoară tensiunea medie pătratică de zgomot se observă că aceasta este independentă de frecvența din mijlocul benzii. O asemenea experiență pune în evidență faptul că puterea sau tensiunea de zgomot trebuie să se exprime cantitativ prin valori mediate în timp și că aceste valori pot fi exprimate ca funcții de distribuție după frecvență. Funcția de distribuție a puterii de zgomot termic este independentă de frecvență [9]. O rezistență R dezvoltă o tensiune pătratică medie (este vorba de media în timp) de zgomot la circuit deschis dată de expresia lui Nyquist [10]

$$\langle v_z^2 \rangle = 4kTRB, \tag{5.94}$$

unde k este constanta lui Boltzmann, T — temperatura rezistorului în Kelvin iar B — banda de frecvență a sistemului de măsură. Circuitul echivalent arată ca în figura 5.99*a*: o rezistență R în serie cu o sursă de tensiune de zgomot. În figura 5.99*b* este reprezentat circuitul echivalent Norton: o sursă de curent de zgomot în paralel cu rezistorul R. Valoarea medie pătratică a curentului de zgomot este dată de expresia

$$\langle I_z^2 \rangle = 4kTB/R. \tag{5.94'}$$

Puterea de zgomot este

$$P_z = \langle v_z^2 \rangle / 4R = kTB,$$

adică este puterea maximă debitată de sursa de zgomot pe rezistența R. De exemplu, dacă avem un rezistor, $R = 40$ kΩ, conectat la intrarea unui amplificator cu tranzistor MOS, tensiunea efectivă de zgomot dată de acesta la 300 K într-o bandă de frecvență de 100 kHz este $\sqrt{\langle v_z^2 \rangle} = 8\mu$V. Prin urmare, în asemenea caz nu pot fi detectate semnale mai mici decît această valoare. Zgomotul termic se mai numește și zgomot alb, prin analogie cu lumina albă, deoarece este independent de frecvență. În afara fluctuațiilor vitezei v_i a purtătorilor de sarcină există, de asemenea, fluctuații ale concentrației acestora datorită generării și recombinării electronilor și golurilor. Dacă considerăm problema unidimensională curentul I este dat de expresia

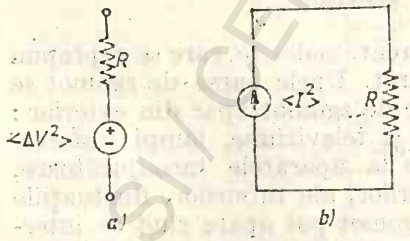


Fig. 5.99

$$I = q\sum_{i=1}^{N} v_i \simeq \bar{N}q\bar{v} + q\sum_{i=1}^{N}(v_i - \bar{v}) + q\bar{v}(N - \bar{N}),$$

unde N este numărul total de purtători de sarcină iar mărimile barate reprezintă valorile medii. Fluctuația curentului $\Delta I = I - \bar{N}q\bar{v}$ și notînd $\Delta N = N - \bar{N}$ și $\Delta v_i = v_i - \bar{v}$ se obține pentru media pătratică a fluctuației curentului valoarea

$$\langle (\Delta I)^2 \rangle = \left(q \sum_{i=1}^{\bar{N}} \Delta v_i \right)^2 + q^2 \bar{v}^2 \overline{\Delta n^2}.$$

În această expresie primul termen din membrul drept reprezintă zgomotul Johnson iar al doilea termen reprezintă zgomotul de alice. Zgomotul de alice depinde de curentul mediu $\bar{N}q\bar{v}$. Există și alte surse de zgomot ca: recombinarea la suprafață, stările de suprafață, suprafața de contact etc., pe care le vom prezenta în paragrafele următoare. Într-o diodă cu vid curentul de zgomot de alice poate fi determinat din expresia

$$\langle (\Delta I)^2 \rangle = 2qI_c B, \tag{5.95}$$

unde I_c este curentul continuu prin diodă și B — banda de frecvență. Aceasta este valoarea curentului de zgomot cînd dioda funcționează în regim de saturație. Cînd se determină experimental zgomotul unui dispozitiv, acesta se compară cu zgomotul unei diode cu vid, care se calculează după expresia (5.95). Banda, B, de zgomot, a unei funcții de transfer $G(f)$, fie aceasta amplificarea de tensiune, se definește prin relația

$$B = \frac{1}{G_0^2} \int_0^\infty |G(f)|^2 \, df,$$

unde G_0 este valoarea maximă absolută a lui $G(f)$. De exemplu, din figura 5.100 se observă că aria rectangulară BG_0^2 este egală cu aria de sub curba $|G(f)|^2$. Pentru un amplificator de bandă largă, care nu are vîrfuri în curba de amplificare, banda de frecvență este determinată de frecvențele f_1 și f_2 la care puterea sa scade la jumătate. Ca mărimi ce caracterizează zgomotul se introduc temperatura de zgomot T_z și factorul de zgomot F. Temperatura de zgomot se folosește atunci cînd avem de-a face cu un dispozitiv cu două terminale, cum ar fi un rezistor sau o antenă. Factorul de zgomot se folosește atunci cînd avem de-a face cu un dispozitiv cu două porți, cum ar fi un amplificator. Rezistorii construiți din strate metalice subțiri sau din sîrmă bobinată prezintă numai zgomot termic. Ceilalți rezistori, cum ar fi cei care conțin carbon, prezintă, atunci cînd sînt parcurși de curent, un zgomot în exces față de zgomotul termic. Pentru aceste rezistențe se definește o temperatură echivalentă de zgomot, care este temperatura la care zgomotul dat este egal cu un zgomot termic echivalent, raportat la $B = 1$Hz. Dacă se notează cu P_z puterea de zgomot pentru $B = 1$Hz, dată de dispozitiv, atunci

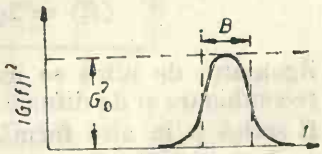


Fig. 5.100

$$T_z = P_z/k = 7{,}25 \cdot 10^{22} P_z. \tag{5.96}$$

Dacă zgomotul este alb, T_z este independent de frecvență. Însă, în rezistorii care prezintă zgomot exces, acesta depinde de frecvență după legea $1/f$ pînă la frecvențe mai mari de $1 \div 2$kHz. Factorul de zgomot este definit de raportul [4]

$$F = P_e/P_t, \tag{5.97}$$

unde P_e este puterea totală de zgomot în unitatea de bandă de frecvență de la ieșire, iar P_t este acea fracțiune din puterea de la ieșire, P_e, care se datorează zgomotului echivalent termic de la intrare luat la temperatura de referință standard $T_r = 290$K. Dacă dispozitivul nu adaogă nici un zgomot zgomotului primit la intrare, atunci F este egal cu unitatea.

5.18.2. Zgomotul în dispozitive

5.18.2.1. Zgomotul de alice

Zgomotul de alice în dioda cu vid se datorează fluctuațiilor procesului de emisie a electronilor din filament. Cînd dioda funcționează în regim de saturație, media pătratică a curentului de zgomot este dată de relația lui Schottky (5.95), unde I_c este curentul anodic continuu și B este banda de frecvență. Întrucît în dioda cu vid în regim de saturație zgomotul total este dat de relația (5.95), acesta poate fi calculat după această relație astfel că dioda cu vid poate fi considerată ca generator standard de zgomot. În dioda cu vid care funcționează în regim de curent limitat de sarcina spațială, media pătratică a curentului de zgomot este dată de expresia

$$\langle i_z^2 \rangle = 2\Gamma^2 q I_c B,$$

unde Γ^2 are valori cuprinse între 0,05 și 0,15. Se observă că zgomotul în dioda cu vid în acest caz este micșorat considerabil față de cazul cînd funcționează în regim de saturație. În cazul contactului metal-semiconductor și al joncțiunii $p-n$, la zgomotul de alice contribuie atît curentul invers I_s cît și curentul direct $I_s \exp(qV/kT) = I + I_s$, astfel că

$$\langle i_z^2 \rangle = 2q[I_s + (I + I_s)]B = 2q(I + 2I_s)B. \tag{5.98}$$

Zgomotul de alice se datorează fluctuațiilor proceselor de generare, de recombinare și de difuzie a purtătorilor de sarcină. Relația (5.98) mai poate fi scrisă și în altă formă. Avînd în vedere că în joncțiunea $p-n$, $I = I_s (\exp(qV/kT) - 1)$ și că rezistența diferențială a diodei este

$$\frac{1}{R_0} = \frac{dI}{dV} = \frac{q}{kT}(I + I_s),$$

se poate scrie

$$\langle i_z^2 \rangle = \frac{2kT}{R_0}\left(\frac{I + 2I_s}{I + I_s}\right)B. \tag{5.99}$$

La $I = 0$ se obține zgomotul Johnson. În expresia de mai sus am notat cu R_0 rezistența diferențială la frecvențe joase. La frecvențe înalte conductanța diodei crește cu creșterea frecvenței și media pătratică a curentului de zgomot este dată de expresia

$$\langle i_z^2 \rangle = \left[2q(I + I_s) + 4kT \left(\frac{1}{R} - \frac{1}{R_0} \right) \right] B, \qquad (5.100)$$

unde R este rezistența diodei la înaltă frecvență, în care caz admitanța diodei devine complexă, $Y = (1/R_0)\ (1 + j\omega\tau)$ și rezistența scade cu creșterea frecvenței. În această relație $j = \sqrt{-1}$ și τ este timpul de viață a purtătorilor de sarcină. Dacă considerăm o joncțiune puternic asimetrică, de exemplu p^+n, atunci τ este timpul de viață a golurilor injectate în regiunea n, care difuzează în această regiune. Scăderea rezistenței la înaltă frecvență se datorează golurilor injectate în regiunea n care se întorc înapoi în regiunea p înainte de a recombina sau a ajunge la contactul ohmic al acestei regiuni, în timpul în care dioda este polarizată invers. Expresiile de mai sus pentru joncțiunea $p-n$ sînt valabile la nivel mic de injecție. La nivel mare de injecție fluctuațiile nu mai sînt independente între ele și relațiile de mai sus nu mai sînt aplicabile [10].

Circuitul echivalent al unei diode în care sînt incluse sursele de zgomot este reprezentat în figura 5.101. În această figură r este rezistența serie a diodei, $\langle v_z^2 \rangle$ este tensiunea medie pătratică de zgomot Johnson, dată de relația (5.94) în care R se înlocuiește cu r, iar $\langle i_z^2 \rangle$ este dat de relația (5.100). Circuitul echivalent al unei diode tunel cu includerea surselor de zgomot arată tot ca în figura (5.101) cu excepția faptului să media pătratică a curentului de zgomot de alice este dată de expresia (5.95), unde I_e este curentul tunel prin diodă. Schema echivalentă a unui tranzistor în conexiunea cu baza comună cu includerea surselor de zgomot este reprezentată în figura 5.102. Sînt incluse următoarele surse de zgomot: zgomotul Johnson dat de rezistența bazei, r_b,

$$\langle v_z^2 \rangle = 4kTr_bB, \qquad (5.101)$$

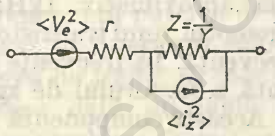


Fig. 5.101

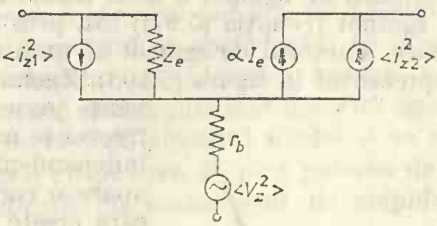


Fig. 5.102

zgomotul de alice dat de curentul de emitor, I_e, care la înaltă frecvență este dat de expresia

$$\langle i_{z1}^2 \rangle = 2qI_eB + 4kT \left(\frac{1}{R_e} - \frac{1}{R_{e0}} \right) \qquad (5.102)$$

și zgomotul de alice dat de curentul de colector I_c

$$\langle i_{z2}^2 \rangle = 2qI_cB. \tag{5.103}$$

În unele cazuri sursa de zgomot de curent $\langle i_{z1}^2 \rangle$ în paralel cu impedanța Z_e a emitorului se înlocuiește cu o sursă de tensiune $\langle v_{z1}^2 \rangle = i_{z1}^2 |Z_e|$ conectată în serie cu impedanța Z_e.

5.18.2.2. Zgomotul de scînteiere

Zgomotul de scînteiere sau zgomotul $1/f$ depinde invers proporțional de frecvența de lucru, spre deosebire de zgomotul termic sau zgomotul de alice care sînt independente de frecvență. Zgomotul independent de frecvență poartă numele de zgomot alb, prin analogie cu lumina albă. Zgomotul de scînteiere se datorează în general fluctuației vitezei de recombinare la suprafață și este mai mare în tranzistoarele MOS decît în tranzistoarele cu joncțiuni. Dependența de frecvență a zgomotului de scînteiere se datorează timpului finit necesar pentru încărcarea și descărcarea cu sarcină a stărilor de suprafață. S-a observat că zgomotul $1/f$ este mai mare în tranzistorul $n-p-n$ decît în tranzistorul $p-n-p$. De asemenea, dispozitivele construite pe suprafața (111) a siliciului au zgomot mai mare decît cele construite pe suprafața (100). Media pătratică a curentului de zgomot de scînteiere este dată de expresia

$$\langle i_{zs}^2 \rangle = \text{const.}\ I^2/f. \tag{5.104}$$

În afara zgomotului termic, zgomotului de alice și zgomotului de scînteiere, unii tranzistori din siliciu, în special cei fabricați prin difuzie planară, prezintă un zgomot de pulsuri (burst noise) care se manifestă prin apariția unor pulsuri întîmplătoare de lungime variabilă și de aceeași amplitudine. Se pare că s-ar datora capcanelor din regiunea de sarcină spațială a emitorului.

5.18.2.3. Factorul de zgomot

Caracteristica de zgomot a unui tranzistor poate fi exprimată prin factorul de zgomot (ecuația (5.97)) sau prin rezistența echivalentă de zgomot de intrare. Factorul de zgomot al unui tranzistor în funcție de frecvență este reprezentat în figura (5.103). Zgomotul $1/f$ este preponderent la frecvențe joase pînă la aproximativ 1kHz. La frecvențe medii zgomotul unui tranzistor este independent de frecvență. La frecvențe înalte apare o componentă a factorului de zgomot care crește cu f^2. Această componentă apare datorită micșorării coeficientului de amplificare la înaltă frecvență, în timp ce zgomotul dat de curentul constant de colector rămîne constant. Avînd în vedere caracteristicile de zgomot ale tranzistorului în funcție de domeniul de frecvență în care se utilizează se fac următoarele recomandări [11]. La frecvențe joase trebuie să se lucreze cu tranzistori care au zgomot mic și, de asemenea, valori mici ale lui I_c și V_{cc}. La frecvențe

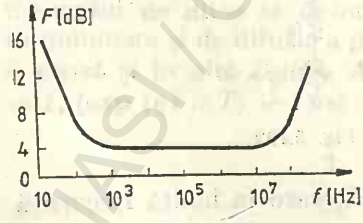


Fig. 5.103

medii se recomandă, de asemenea, valori mici ale lui I_c. Totuși, la valori destul de mici ale lui f_c, zgomotul crește. La frecvențe înalte tranzistorii trebuie să aibă valori mari ale lui β_0 și ale frecvenței, de limitare, f_T, și valori mici ale parametrilor hibrizi C_u și r_π. Zgomotul $1/f$ fiind mai mare în tranzistoarele MOS decît în tranzistoarele cu joncțiuni se recomandă ca în domeniul frecvențelor audio să nu se folosească tranzistoare MOS.

5.18.3. Măsurarea factorului de zgomot

Pentru măsurarea factorului de zgomot se utilizează în mod obișnuit două metode: (1) metoda care folosește un generator standard de zgomot (de exemplu o diodă cu vid), (2) metoda de semnal mic. Vom descrie în acest paragraf prima metodă. În figura 5.104 este reprezentat circuitul pentru măsurarea factorului de zgomot al unui amplificator sau al unui dispozitiv cu patru terminale, notat cu D. Dioda cu vid notată cu G este generatorul standard. Componenta variabilă a tensiunii sau a curentului de la ieșire se măsoară cu un instrument care înregistrează rădăcina pătrată din valoarea medie pătratică; în circuitul reprezentat este introdus voltmetrul V pe rezistența de sarcină R_s. Curentul continuu I_c prin dioda cu vid se măsoară cu ajutorul unui miliampermetru. Ordinea măsurătorilor este următoarea: dioda se trece în starea de blocare (se întrerupe circuitul diodei) și se măsoară în aceste condiții tensiunea $\langle v_{1z}^2 \rangle$ la ieșire, calculîndu-se puterea P_1 de zgomot de la ieșire $P_1 = \langle v_{1z}^2 \rangle / R_s$. Pe de altă parte

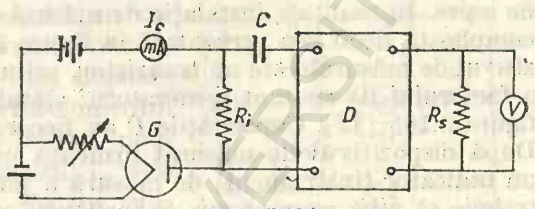


Fig. 5.104

$$P_1 = kTBA + P_a. \tag{5.105}$$

Primul termen din membrul drept reprezintă puterea de zgomot termic dată de rezistența R_i de intrare înmulțită cu coeficientul de amplificare A al dispozitivului (sau amplificatorului) D. Al doilea termen, notat cu P_a, reprezintă puterea de zgomot dată de amplificator datorită zgomotului generat în interiorul său. Apoi se închide circuitul diodei și se măsoară puterea de ieșire P_2 care este egală cu puterea P_1 plus puterea de zgomot de alice dată de diodă, multiplicată cu coeficientul de amplificare al dispozitivului

$$P_2 = P_1 + 2qI_cBR_iA/4 \tag{5.106}$$

Dacă, de exemplu, se ajustează valoarea lui I_c astfel că $P_2 = 2P_1$, atunci din relațiile de mai sus se obține

$$P_a = 2qI_cBR_iA/4 - kTBA \tag{5.107}$$

care reprezintă puterea de zgomot a dispozitivului. Factorul de zgomot, folosind definiția (5.97), este

$$F = \frac{kTBA + P_a}{kTBA}. \tag{5.108}$$

Folosind valoarea lui P dată de ecuația (5.107), pentru $P_2 = 2P_1$, rezultă

$$F = \frac{q}{2kT} I_c R_i. \tag{5.109}$$

La $T = 290\text{K}$ se obține $F = 20 I_c R_i$. Rezultatul nu depinde de rezistența R_s de sarcină deoarece s-a utilizat în această metodă raportul puterilor de ieșire. În realitate instalația de măsură a factorului de zgomot este mai complicată decît cea prezentată în figura 5.104. De exemplu, dacă dispozitivul de măsurat este un tranzistor, prima parte a circuitului de măsură a factorului de zgomot (generatorul standard și dispozitivul) arată ca în figura 5.105 [12]. Capacitățile C au fiecare valoarea de $2\mu\text{F}$, $R_e = 50\text{k}\Omega$. După dispozitivul de măsurat urmează un amplificator cu filtre și apoi un indicator (instrument) de măsură a puterii de zgomot. Amplificatorul trebuie să aibă zgomot mic și coeficient mare de amplificare. De asemenea, trebuie să aibă amplificarea liniară. Dacă se măsoară distribuția spectrală a zgomotului trebuie ca amplificarea să se facă selectiv ceea ce se poate realiza cu ajutorul unor filtre acordate pe diverse frecvențe. Ca indicator sau detector al puterii de zgomot se poate utiliza orice detector care are o caracteristică pătratică. Dintre acestea în mod obișnuit se utilizează termocuplele și tranzistorii cu efect de cîmp. Un circuit diferențial cu tranzistori cu efect de cîmp care poate fi utilizat ca detector pătratic este reprezentat în figura 5.106 [10].

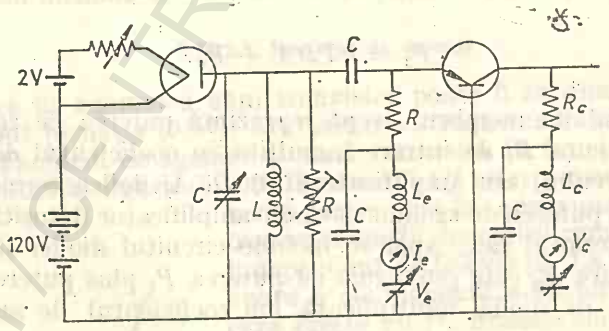


Fig. 5.105

În figura 5.107 este reprezentat un indicator pentru măsurarea valorii medii aritmetice i_1 și a valorii medii pătratice i_2 [12] a unei tensiuni $v(t)$. În figura 5.107 ca detector pătratic se utilizează un termocuplu. Diodele D_1 sînt de tip EFR 115 iar dioda D_2 este de tip PL 202. Celelalte elemente de circuit au valorile: $C = 10\ \mu\text{F}$, $R_1 = 1{,}2\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 150\text{k}\Omega$, $R_3 = R_4 = 200\ \Omega$. Dacă tensiunea de zgomot are distribuție gaussiană

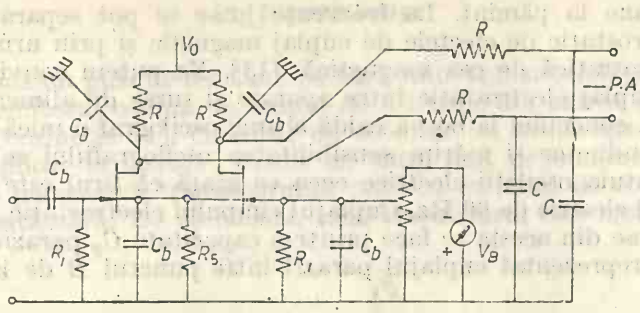


Fig. 5.106

între valoarea medie pătratică și valoarea medie aritmetică a acestei tensiuni există un raport constant $\gamma = 1{,}25$. Dacă tensiunile sînt sinusoidale, $\gamma = 1{,}11$. Valoarea lui γ nu depinde de lărgimea benzii de frecvență. Pe instrumentul i_1 se aplică tensiunea obținută la ieșirea unui redresor dublă alternanță. Instrumentul i_2 este conectat la bornele termocuplului. Pentru protecția termocuplului la supratensiuni este conectată în paralel cu el o diodă din siliciu.

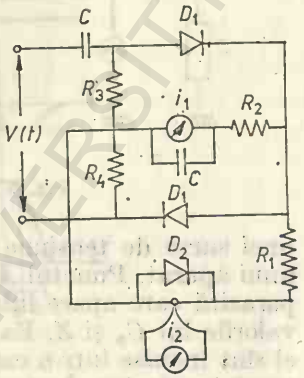


Fig. 5.107

Dacă se notează cu α indicația instrumentului conectat la termocuplu, atunci $\alpha = \text{const.}$ $\langle v_z^2 \rangle \sim P_z$. Dacă se notează cu τ constanta de timp de răspuns a indicatorului, eroarea relativă a lui α este dată de expresia

$$\frac{\Delta\alpha}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{2B\tau}}.$$

Folosirea unui indicator cu constantă de timp cît mai mică, pentru ca eroarea relativă în măsurarea lui α să fie cît mai mică, necesită o bandă largă de frecvență. Inițial trebuie făcută o etalonare a indicatorului, adică o cunoaștere a valorii lui α pentru o putere P_i dată la intrarea amplificatorului. Pentru determinarea benzii de zgomot al sistemului amplificator plus indicator se scoate dispozitivul de măsurat și generatorul de zgomot de la intrare și se introduce în locul lui un generator de semnal. Aplicînd un semnal la intrare, de la acest generator, se măsoară semnalul la ieșire în funcție de frecvență, se trasează graficul $A(f)$ și se determină lărgimea benzii de frecvență după cum s-a prezentat în paragraful 5.18.1.

5.18.4. Măsuri necesare pentru reducerea influenței zgomotului extern

Influența surselor externe de zgomot, cum ar fi electricitatea atmosferică, stații de radio și TV, lămpi fluorescente, cîmpurile electrice și magnetice ale aparatelor și surselor de alimentare din laborator, poate fi micșorată sau chiar înlăturată prin ecranare electrică și magnetică și prin legarea

acestor ecrane la pămînt. La frecvenţe joase se pot separa efectele de cuplaj electrostatic de efectele de cuplaj magnetic şi prin urmare şi ecranarea electrostatică de cea magnetică [13]. Ne putem convinge uşor că există un cuplaj electrostatic între aparate şi surse de alimentare. Dacă, de exemplu, conectăm la borna caldă a unui osciloscop o mică bucată dintr-un fir conductor şi mărim sensibilitatea osciloscopului se observă pe ecranul acestuia oscilaţii electrice ceea ce arată că firul este încărcat de către cîmpul electric de 60 Hz. Cuplajul cîmpului electrostatic la un circuit sau o porţiune din acesta se face printr-o capacitate C_p parazită. În figura 5.108*a* este reprezentat cuplajul parazit între punctul B de la electrodul

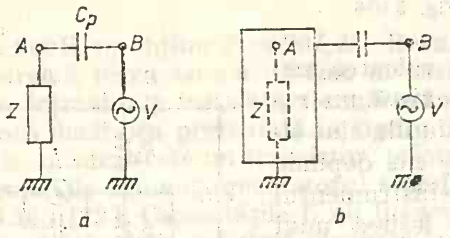


Fig. 5.108

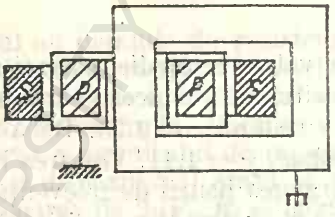


Fig. 5.109

unei surse de tensiune şi un punct A care constituie borna de intrare a unui aparat. Punctul A este legat la pămînt prin impedanţa Z. Tensiunea parazită care apare între acest punct şi contactul de la masă depinde de valorile lui C_p şi Z. Ea dispare dacă punctul A şi toate firele care vin la el sînt închise într-o carcasă metalică sau o plasă de sîrmă care se conectează la pămînt. În acest mod se realizează ecranarea electrostatică. Între primarul şi secundarul unui transformator înfăşurate pe un miez de fier apare, de asemenea, un cuplaj electrostatic care se manifestă prin apariţia unor curenţi de scurgere la pămînt prin secundar şi una din impedanţele circuitului. Pentru a înlătura acest cuplaj se plasează între cele două înfăşurări o placă conductoare (ecran) care se conectează la pămînt aşa cum se reprezintă în figura 5.109. Această placă nu trebuie să închidă complet cercul pentru a nu forma un inel de scurtcircuit în jurul miezului de fier ci trebuie să i se lase o deschizătură. În bobinele de transformator în inductori şi în ochiurile dintre fire apar tensiuni induse magnetic. Pentru înlăturarea cîmpului magnetic care apare în fire paralele prin care trece curent alternativ se împletesc cele două fire sau se utilizează cablu coaxial. Cînd se lucrează la înaltă frecvenţă bobinele se ecranează cu o oală de aluminiu sau de cupru. Un ecran de cupru gros de 4 cm reduce intensitatea cîmpului magnetic la 0,2% cînd frecvenţa acestuia este de 100 Hz şi la 10^{-6} din valoarea sa cînd $f = 1$ MHz. La frecvenţe joase şi la frecvenţe radio se folosesc pentru ecranare materiale feromagnetice cu permeabilitate mare. Atunci cînd se măsoară semnale mici trebuie să se utilizeze pentru conexiuni cablu coaxial şi trebuie ca legăturile la pămînt să fie bine făcute. În cazul cînd avem de-a face cu linii de curent alternativ de mare putere, pentru motive de siguranţă trebuie să se utilizeze cabluri cu trei fire. Al treilea fir se utilizează pentru a lega între ele bornele de pămînt ale elementelor (aparatelor din circuit) şi acestea se conectează la pămînt.

5.19. Studiul fenomenelor de comutare în tranzistoare

Cînd se aplică un puls de tensiune pe baza unui tranzistor bipolar în conexiunea cu emitorul comun, în scopul de a-l trece din starea de blocare în starea de conducție [1], curentul de colector nu urmărește instantaneu semnalul aplicat la intrare; există un timp finit dependent de curentul bazei și de parametrii tranzistorului, pînă ce curentul de colector atinge valoarea staționară. De asemenea, cînd tranzistorul este comutat în sta-

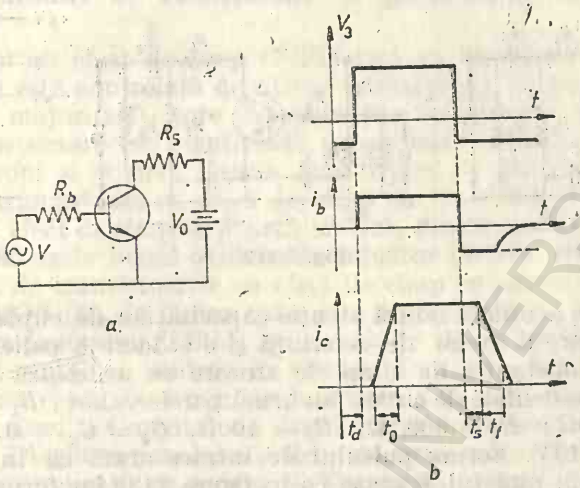


Fig. 5.110

rea de blocare există un timp finit de întîrziere a răspunsului tranzistorului la semnalul aplicat. În figura 5.110 *b* este reprezentat răspunsul tranzistorului în conexiunea cu emitorul comun (cazul cel mai des folosit în circuitele integrate) în condiții de comutare (fig. 5.110*a*). Timpul de comutare din starea de blocare în starea de conducție este $t_d + t_0$, iar cel de comutare din starea de conducție în starea de blocare este $t_s + t_f$. Timpul t_d este timpul necesar ca primii purtători injectați să ajungă la colector; pînă la $t = t_d$ curentul de colector are valoarea zero. Timpul necesar ca curentul de colector să atingă 90 % din valoarea sa de saturație se numește timp de creștere și se notează cu t_0. Timpul de creștere este timpul necesar ca să se stabilească următorul regim: (1) distribuția sarcinii în bază să dea posibilitatea curgerii curentului de colector la valoarea sa nominală; (2) suplinirea purtătorilor de sarcină care dispar prin recombinare; (3) tensiunea de colector să se modifice de la valoarea $V_0 - V_{be}$ la valoarea $V_0 - I_c R_s - V'_{be}$, unde V_{be} este tensiunea pe joncțiunea emitor-bază la începutul comutării iar V'_{be} este valoarea acestei tensiuni cînd tranzistorul se află în starea de conducție; (4) pentru a modifica tensiunea pe joncțiunea emitor-bază de la valoarea V_{be} la valoarea V'_{be}. Timpul t_s este timpul necesar ca concentrația purtătorilor stocați în bază să se micșoreze, astfel, ca la colector concentrația lor să devină zero; de aceea t_s se numește timp de stocare. În acest timp curentul de colector își păstrează valoarea sa de saturație. Timpul t_f se numește timp de cădere și reprezintă timpul necesar ca curentul de colector să scadă la valoarea

10% din valoarea sa de saturație. În figura 5.111 este reprezentat circuitul utilizat pentru determinarea timpului de creștere t_0 și a timpului de cădere t_f. Circuitul este comandat cu impulsuri dreptunghiulare. Elementele de circuit au următoarele valori : $R_1 = R_5 = R_6 = 56\ \Omega$, $R_2 = R_3 = 3\text{k}\Omega$; $R_4 = 240\Omega$, $C_1 = 0{,}1\ \mu\text{F}$ [12]. Cînd se execută practic

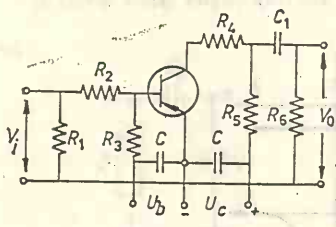


Fig. 5.111

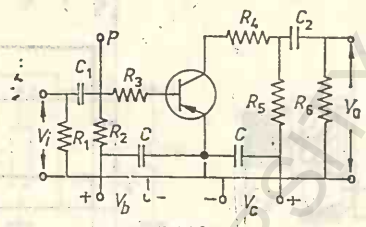


Fig. 5.112

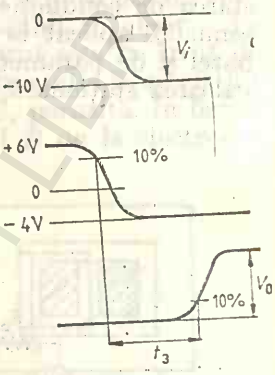


Fig. 5.113

circuitul trebuie acordată multă atenție capacităților de cuplare care determină o schimbare a axelor de referință și o scădere a palierului. Pentru determinarea constantei de timp de stocare se utilizează circuitul din figura 5.112. Elementele de circuit au următoarele valori : $R_1 = R_6 = 56\Omega$, $R_2 = R_3 = 510\Omega$; $R_4 = 909\ \Omega$, $R_5 = 100\Omega$, $C_4 = C_2 = 0{,}1\ \mu\text{F}$, $V_b = 11\text{V}$; $U_c = 10\text{V}$. Forma pulsului de intrare arată ca în figura 113*a*, forma pulsului în punctul P arată ca în figura 113*b* iar forma pulsului de ieșire arată ca în figura 5.113*c*. În efectuarea măsurătorilor de mai sus este necesar ca generatorul de impulsuri să aibă următoarele caracteristici : impedanța de ieșire, $Z = 58\ \Omega$, durata pulsurilor, 300ns ; factorul de umplere, 10% și frontul pulsului mai mic decît 1 ns.

Bibliografie

1. V. Dolocan, *Fizica dispozitivelor cu corp solid*, Edit. Academiei, 1978.
2. S. Cserveny, I. Costea, I. Drăghici, E. Sofron, C. Bulucea, *Dispozitive electronice*, Institutul politehnic din București, 1972.
3. M. Drăgănescu, *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit*, Edit. Academiei, 1965.
4. V. Dolocan, *Electronica stării solide*, Universitatea din București, 1979.
5. W. D. Cooper, *Solid State Devices : analysis and application*, Reston Publishing Company, Inc., 1974.
6. J. D. Ryder, C. M. Thomson, *Electronic Circuits and Systems*, Prentice Hall, 1976.
7. A. Vătășescu, M. Ciobanu, T. Cârcu, I. Rateș, V. Gheorghiu, *Dispozitive semiconductoare*, Edit. tehnică, 1975.
8. G. H. Olsen, *Electronics*, Butterworth, London, 1973.
9. B. M. Oliver, Proc. IEEE, 54, 436 (1965).
10. A van der Ziel, *Noise, Sources, Characterization, Measurement*, Prentice Hall, 1979.
11. R. D. Thornton, D. De Witt, E. R. Cnenette, P. E. Gray, *Characteristics and Limitations of Transistors*, John Wiley & Sons, Inc., 1966.
12. R. Paul, *Tehnica măsurării tranzistoarelor*, Edit. tehnică, 1979.
13. R. Ralph Benedict, *Electronics for scientists and engineers*, Prentice Hall, 1976.

TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP

6.1. Modul de funcționare și parametrii caracteristici

Tranzistorul cu efect de cîmp (TEC) este un tranzistor unipolar a cărui funcționare este controlată de către un singur tip de purtători de sarcină (purtătorii majoritari), spre deosebire de tranzistorul obișnuit (bipolar) a cărui funcționare este controlată de ambele tipuri de purtători de sarcină (electroni și goluri). Există două tipuri de tranzistoare cu efect de cîmp: (1) tranzistoare cu efect de cîmp cu joncțiune (TECJ) și (2) tranzistoare cu efect de cîmp cu poartă izolată, dintre care cele mai cunoscute sînt tranzistoarele metal-oxid-semiconductor (MOS). În acest capitol ne vom ocupa de tranzistoarele cu efect de cîmp cu joncțiune [1] și de tranzistoarele MOS [2]. În figura 6.1*a* este reprezentat un tranzistor cu efect de cîmp cu joncțiuni (TECJ) cu canal de tip *n* iar în figura 6.1*b* este reprezentat simbolul utilizat în circuit. În figura 6.2*a* este reprezentat un TECJ cu canal de tip *p* iar în figura 6.2*b* este reprezentat simbolul utilizat în circuit. Curentul de drenă curge între sursa (*S*) și drena (*D*) prin canal. Lărgimea canalului și deci valoarea curentului de drenă depind de tensiunea aplicată pe poarta *G*. Tensiunea aplicată pe poarta *G* are o asemenea polaritate încît joncțiunile $p-n$ să fie polarizate invers: în TECJ cu canal de tip *n* poarta este polarizată negativ în raport cu sursa

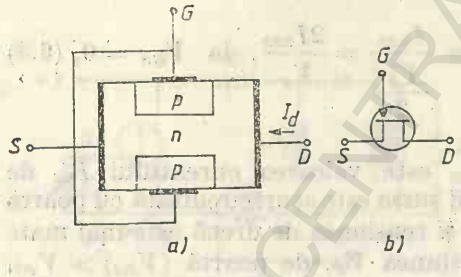


Fig. 6.1

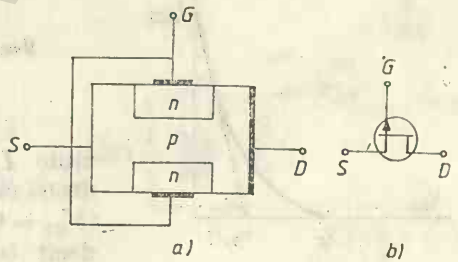


Fig. 6.2

(canalul) iar în TECJ cu canal de tip *p* poarta este polarizată pozitiv în raport cu sursa (canalul). Cu creșterea tensiunii de poartă cresc lărgimile stratelor de baraj, lărgimea canalului se îngustează și scade curentul de drenă. Caracteristicile statice de drenă, $I_{DS}=f(V_{DS})$ sînt reprezentate în figura 6.3. Cu creșterea tensiunii de drenă curentul la început crește liniar apoi atinge o valoare de saturație. Tensiunea de drenă, V_{DS}, la care apare saturația caracteristicii $I_{DS}=f(V_{DS})$ se numește tensiunea de prag sau de închidere și se notează cu V_P. Pentru $V_{DS}=V_P$, lărgimile stratelor de baraj ale celor două joncțiuni $p-n$ polarizate invers se ating lîngă drenă

și canalul se închide (fig. 6.4). Lărgimile stratelor de baraj sînt haşurate. Se mai definesc următorii parametrii

$$r_{ds} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D}, \quad \text{la} \quad V_{DS} = 0, \quad V_{GS} = 0, \tag{6.1}$$

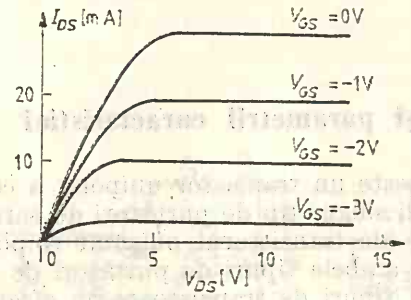


Fig. 6.3

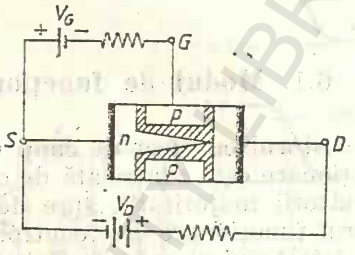


Fig. 6.4

unde r_{ds} este panta caracteristicii în apropierea originii, are valori de la sute de Ω la 1MΩ.

$$g_m = \left.\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}\right|_{V_{DS} > V_P}, \tag{6.2}$$

unde g_m se numeşte conductanţă mutuală sau transconductanţă şi se determină din caracteristica de transfer $I_{DS} = f(V_{DS})$ reprezentată în figura 6.5. Pentru g_m se mai folosesc notaţiile g_{fs} sau y_{fs}. Transconductanţa are valoarea maximă g_{m0} la $V_{GS} = 0$. Calculînd panta caracteristicii în $V_{GS} = 0$ se găseşte (fig. 6.5)

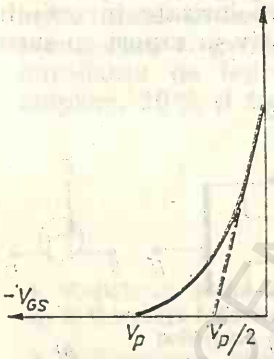


Fig. 6.5

$$g_{m0} = \frac{I_{DSS}}{\frac{V_p}{2}} = \frac{2I_{DSS}}{V_P}, \quad \text{la} \quad V_{GS} = 0, \tag{6.3}$$

unde I_{DSS} este valoarea curentului I_{DS} de drenă cînd sursa este scurtcircuitată cu poarta ($V_{GS} = 0$) şi tensiunea de drenă este mai mare decît tensiunea V_P, de poartă ($V_{DS}) > V_P$). Pentru $V_{GS} = V_P$, canalul este complet închis şi curentul de drenă este egal cu zero. În regiunea de saturaţie ($V_{DS} \geqslant 2V_P$) curentul de drenă se poate evalua pentru orice valoare a lui V_{GS} din relaţia

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2. \tag{6.4}$$

De asemenea,

$$V_{GS} = V_P\left[1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right]. \tag{6.5}$$

Transconductanța

$$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = g_{m0}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}. \qquad (6.6)$$

6.2. Trasarea caracteristicilor curent-tensiune

Pentru TECJ se pot trasa două tipuri de caracteristici : caracteristicile de drenă (fig. 6.3) și caracteristicile de transfer (fig. 6.5). Pentru trasarea caracteristicilor statice se folosește circuitul din figura 6.6. Se trasează caracteristicile de drenă $I_D = f(V_{DS})$ pentru mai multe valori ale lui V_{GS}, pentru $V_{GS} < V_P$ (la $V_{GS} = V_P$ se obține $I_D = 0$). Se trasează caracteristicile de transfer $I_D = f(V_{GS})$ pentru diverse valori ale lui V_{DS}. Se trasează și caracteristica de intrare $I_G = f(V_{GS})$ pentru $V_{DS} = 0$. Pentru trasarea la osciloscop a caracteristicilor de drenă se folosește circuitul din figura 6.7 iar pentru trasarea la osciloscop a caracteristicilor de transfer se folosește circuitul din figura 6.8. Valorile rezistențelor din circuit sînt $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = 3\text{k}\Omega$, $R_3 = 22\Omega$. Din curbele trasate se determină V_P, g_m, I_{DSS}.

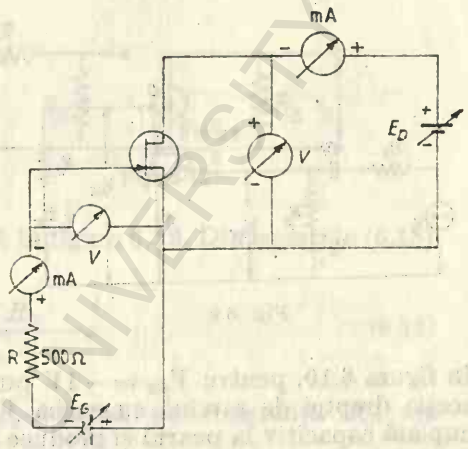


Fig. 6.6

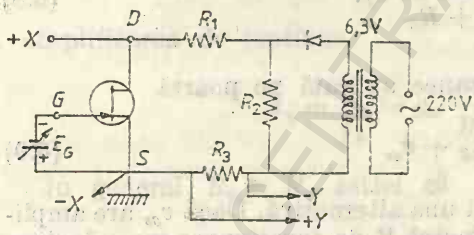


Fig. 6.7

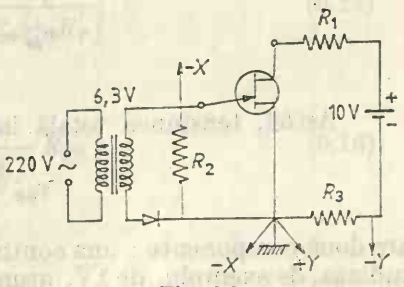


Fig. 6.8

6.3. Amplificarea

Un amplificator cu tranzistor cu efect de cîmp cu canal de tip n este reprezentat în figura 6.9. Acesta este un amplificator cu sursa comună, în care se folosesc baterii separate pentru alimentarea drenei și porții. Punctul de funcționare a tranzistorului se stabilește cu ajutorul bateriilor de polarizare V_G și V_D și cu ajutorul rezistenței R_D. Ecuația circuitului de drenă în curent continuu este dată de relația

$$V_{DS} = V_D - I_D R_D. \qquad (6.7)$$

Ea este o dreaptă și se numește dreapta de sarcină în curent continuu. Este reprezentată în figura 6.10 împreună cu caracteristicile de drenă. Dreapta de sarcină intersectează axa curentului la $I_{D\,max} = V_D/R_D$, cînd $V_{DS} = 0$ și deci TEC este în scurtcircuit, și axa tensiunilor la $V_{DS} = V_D$, cînd $I_{DS} = 0$ și deci TEC este la circuit deschis. Punctul de funcționare P se găsește la intersecția dreptei de sarcină cu caracteristica de drenă corespunzătoare tensiunii V_{GS} de polarizare a porții. Așa cum se reprezintă

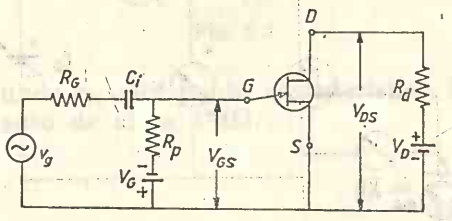


Fig. 6.9

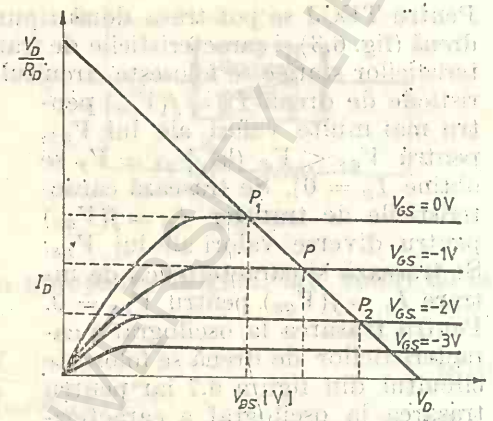


Fig. 6.10

în figura 6.10, pentru $V_{GS} = -1V$ punctul de funcționare se află la intersecția dreptei de sarcină cu curba $V_{GS} = -1V$. Sursa de semnal v_g este cuplată capacitiv la poartă și produce la terminalele porții o tensiune alternativă

$$v_{gs} = \frac{R_P}{R_P + R_G}\, v_g. \tag{6.8}$$

Astfel, tensiunea totală instantanee aplicată pe poartă

$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs} \tag{6.9}$$

are două componente : una continuă și una alternativă. Dacă v_{gs} are amplitudinea, de exemplu, de 1V, atunci punctul P de funcționare se va deplasa pe dreapta de sarcină, din figura 6.10, între punctele P_1 și P_2. Variația tensiunii de poartă determină variația curentului de drenă (în cazul de față între valorile corespunzătoare punctelor P_1 și P_2). Valoarea instantanee a curentului de drenă se scrie

$$i_D = I_D + i_d, \tag{6.10}$$

unde i_d este componenta alternativă și I_D este componenta continuă. Corespunzător cu curentul de drenă se va modifica și tensiunea de drenă și rezultă

$$v_{DS} = V_{DS} + v_{ds}. \tag{6.11}$$

Transconductanța

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \frac{i_d}{v_{gs}} \tag{6.12}$$

și prin urmare

$$i_d = g_m v_{gs}. \tag{6.13}$$

În acest mod circuitul echivalent simplu al TEC arată ca în figura 6.11, unde $g_m v_{gs}$ este un generator de curent. Circuitul echivalent al amplificatorului din figura 6.9 este reprezentat în figura 6.12. Din ecuațiile (6.13) și (6.18) se obține

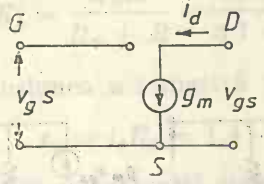


Fig. 6.11

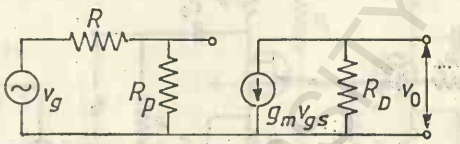


Fig. 6.12

$$i_d = g_m v_{gs} \frac{R_P}{R_P + R_G}. \tag{6.14}$$

Tensiunea alternativă de ieșire v_0 culeasă pe rezistența R_D are valoarea

$$v_0 = i_d R_D = g_m v_{gs} R_D \frac{R_P}{R_G + R_P} \tag{6.15}$$

iar amplificarea de tensiune

$$A_v = \frac{v_0}{v_g} = g_m \frac{R_P}{R_G + R_P} R_D. \tag{6.16}$$

În general $R_p \gg R_g$, astfel că

$$A_v \simeq g_m R_D,$$

adică amplificarea de tensiune este egală cu produsul dintre transconductanță (care este o caracteristică a TEC) și rezistența de sarcină (care este un parametru al circuitului).

În figura 6.13 este reprezentat un amplificator cu TEC în care se folosește o singură sursă de polarizare. Poarta este polarizată prin intermediul rezistenței R_s. Tensiunea $V_s = I_D R_s$ dezvoltată de curentul I_D pe rezistența R_s face ca sursa să fie polarizată pozitiv în raport cu masa. Rezistența R_p conectează poarta la masă astfel că poarta este polarizată negativ față de sursă așa cum este corect. Prin urmare

$$-V_{GS} = I_D R_s \tag{6.17}$$

Dreapta de sarcină este dată de ecuația

$$V_D = V_{DS} + I_D (R_s + R_D). \tag{6.18}$$

Circuitul echivalent al amplificatorului din figura 6.13 este reprezentat în figura 6.14 unde

$$R_L = \frac{R_D \cdot R}{R_D + R}. \tag{6.19}$$

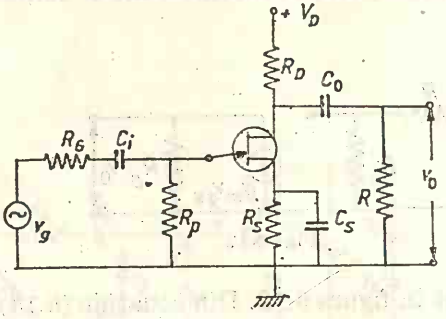


Fig. 6.13

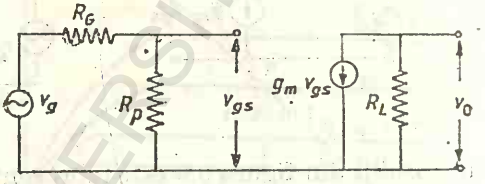


Fig. 6.14

Fie următoarele valori ale parametrilor TECJ din figura 6.14 : $I_{DSS} = 4\text{mA}$ la $V_{DS} = 10\text{V}$ și $V_{GS} = 0$; $V_P = -2\text{V}$ la $V_{DS} = 10\text{V}$. Se mai dau următorii parametri ai circuitului : $R_p = 1\text{M}\Omega$, $R_G = 1\text{k}\Omega$, $R = 5\text{k}\Omega$. Se cere să se găsească amplificarea de putere pentru $I_D = 2\text{mA}$ și $V_{DS} = 10\text{V}$. Din relația (6.5) se găsește

$$V_{GS} = -V_P \left[1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right] = -2\left[1 - \sqrt{\frac{1}{2}}\right] \simeq -0{,}6\ \text{V}.$$

Valoarea rezistenței de polarizare se determină din relația

$$R_S = \frac{V_{GS}}{I_D} = \frac{0{,}6\ V}{2\text{mA}} = 300\ \Omega.$$

Din ecuația (6.18) se obține

$$R_D = \frac{V_D - V_{DS} - I_D R_S}{I_D} = \frac{(18 - 10 - 0{,}6)\ \text{V}}{2\text{mA}} = 3{,}7\ \text{k}\Omega.$$

Transconductanța maximă este

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{V_P} = \frac{2 \cdot 4}{2} = 4\ \text{mA/V}$$

și transconductanța la curentul dat are valoarea (6.6)

$$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{0{,}6}{2}\right) = 2{,}8\ \text{mA/V},$$

BCU IAȘI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

v_{gs} se obține din relația (6.8)

$$v_{gs} = \frac{R_P}{R_P + R_G} \cdot v_g = \frac{1\text{M}\Omega}{1\text{M}\Omega + 1\text{k}\Omega} \cdot 500\text{ mV} \simeq 500\text{ mV},$$

pentru $v_g = 500$ mV.

Curentul alternativ de drenă

$$i_d = g_m v_{gs} = 2{,}8\text{ mA/V} \cdot 500\text{ mV} = 1{,}4\text{ mA}.$$

Rezistența totală de sarcină are valoarea

$$R_L = \frac{R_D R}{R_D + R} = \frac{3{,}7 \cdot 5}{3{,}7 + 5} = 2{,}12\text{ k}\Omega$$

și tensiunea alternativă de ieșire

$$v_0 = i_d R_L = 1{,}4 \cdot 2{,}12 = 3\text{V}.$$

De unde rezultă amplificarea de tensiune

$$A_v = \frac{v_0}{v_g} = \frac{3\text{V}}{500\text{ mV}} = 6.$$

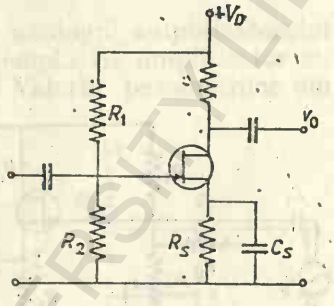


Fig. 6.15

Stabilizarea punctului P de funcționare a TEC se realizează cu ajutorul unui circuit universal, care este reprezentat în figura 6.15.

6.4. Amplificatorul cu drena comună (repetor pe sursă)

Repetorul pe sursă este analog cu repetorul pe emitor, adică are impedanță mare de intrare, impedanță mică de ieșire și amplificarea egală cu unitatea. Repetorul pe sursă nu este necesar să fie polarizat de la un etaj anterior pentru a prezenta rezistență mare așa cum este cazul repetorului pe emitor. Ca repetor pe sursă se utilizează în general TECJ, întrucît amplificatorul MOS cu sursa comună prezintă deja rezistență mare de intrare. Un repetor pe sursă este reprezentat în figura 6.16 [3]. Tensiunea de ieșire v_0 se culege pe rezistența R_s de sursă. Pentru polarizarea directă se folosește în circuit divizorul R_1, R_2, de tensiune, astfel ca să nu apară polarizare inversă datorită căderii de tensiune pe R_s. R_2 este un rezistor variabil (0÷100 kΩ) cu ajutorul căruia se fixează valoarea lui $I_D = I_{DSS}/2$. Celelalte elemente de circuit au valorile: $R_s = 10$ kΩ, $R_1 = 50$ kΩ, $R_G = 2{,}2$ MΩ, $V_D = 20$ V. Așa cum se observă, în circuitul echivalent din figura 6.17, drena este comună pentru v_g și v_0. Rezistența de intrare va fi

$$R_i = R_g + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \tag{6.20}$$

iar tensiunea de ieșire

$$v_0 = g_m v_{gs} R_s, \tag{6.21}$$

unde

$$v_{gs} = v_g - v_0 = v_g - g_m v_{gs} R_s. \tag{6.22}$$

Din ecuaţia (6.22) rezultă

$$v_{gs} = \frac{v_g}{(1 + g_m R_s)}, \tag{6.23}$$

care înlocuită în relaţia (6.21) dă

$$v_0 = \frac{g_m R_s v_g}{(1 + g_m R_s)}. \tag{6.24}$$

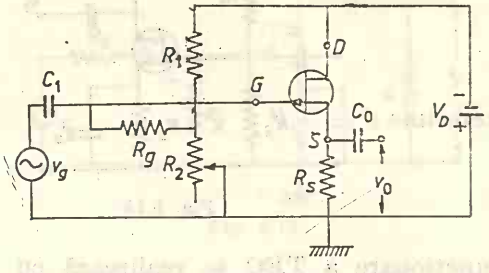


Fig. 6.16

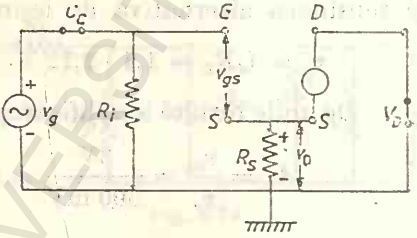


Fig. 6.17

Amplificarea de tensiune este dată de expresia

$$A_v = \frac{v_0}{v_g} = - \frac{g_m R_s}{(1 + g_m R_s)}. \tag{6.25}$$

Valorile uzuale ale lui $g_m R_s$ sînt cuprinse între 2 şi 20, astfel că amplificarea de tensiune este foarte apropiată de unitate. Cu cît $g_m R_s$ este mai mare cu atît A_v este mai apropiat de unitate.

Rezistenţa de ieşire R_0 este egală cu raportul dintre tensiunea la circuit deschis, v_{0d}, şi curentul i_{sc} de scurtcircuit

$$R_0 = \frac{v_{0d}}{i_{sc}}, \tag{6.26}$$

unde

$$v_{0d} = A_v v_g \tag{6.27}$$

şi

$$i_{sc} = g_m v_{gs} = g_m v_g. \tag{6.28}$$

Se obţine

$$R_0 = \frac{A_v}{g_m} = \frac{R_s}{(1 + g_m R_s)}. \tag{6.29}$$

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Se observă că rezistența de ieșire a repetorului pe sursă este cu atît mai mică cu cît R_s are valoare mai mică. Chiar dacă R_s are valoarea mare rezistența de ieșire R_0 are valoare mică și anume $R_0 = 1/g_m$. Pentru valoarea uzuală $g_m = 3\text{mA/V}$ se obține $R_0 = 333\Omega$, valoare mică în comparație cu rezistența R_i de intrare, dată de relația (6.20), care are valoarea de cîțiva MΩ.

6.5. Amplificatorul cu poarta comună

Amplificatorul cu poarta comună cu TEC este analogul amplificatorului cu baza comună cu tranzistor bipolar. Un exemplu de amplificator cu poartă comună este reprezentat în figura 6.18. Valorile parametrilor din circuit sînt: $R_s = 100\ \Omega$, $R_d = 1\ \text{k}\Omega$, $V_D = 20\ \text{V}$, $C_1 = 25\ \mu\text{F}$, $C_2 = 0{,}01\ \mu\text{F}$ [4]. Polarizarea amplificatorului cu poarta comună se face la fel ca la amplificatorul cu drena comună. Caracteristicile circuitului sînt

$$R_i = \frac{R_d}{(1 + g_m R_d)}, \quad R_0 = R_d, \quad A_v = g_m R_d.$$

Amplificatorul cu poarta comună nu se folosește în mod uzual în audiofrecvență ci la frecvențe înalte.

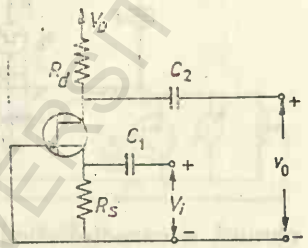


Fig. 6.18

6.6. Modulator cu decuplare (chopper)

Pentru amplificarea unui semnal continuu, slab, este util ca acesta să fie convertit într-un semnal alternativ cu ajutorul unui comutator care acționează ca modulator cu decuplare (chopper), apoi să fie amplificat cu ajutorul unui amplificator de curent alternativ și în final demodulat (redresat) pentru a se găsi semnalul de la intrare amplificat. Un asemenea comutator conectează și deconectează periodic o tensiune continuă la o rezistență de sarcină. Un amplificator cu modulator cu decuplare este reprezentat în figura 6.19. Comutatorul K întrerupe periodic semnalul v_g de la intrare, împărțind semnalul într-o serie de pulsuri. Pe de altă parte comutatorul

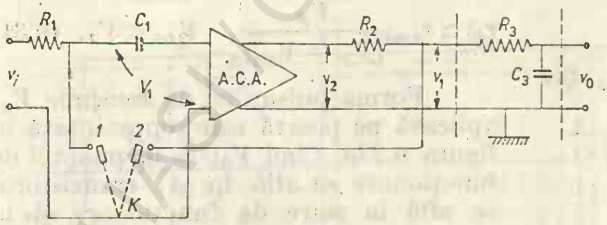


Fig. 6.19

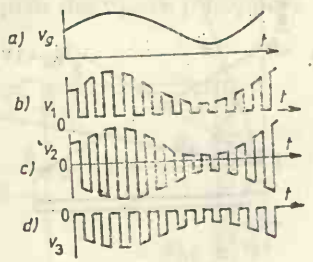


Fig. 6.20

K funcționează și ca demodulator la ieșirea amplificatorului. R_3C_3 este un filtru trece jos. În figura 6.20*a* se reprezintă semnalul de intrare v_g care are o componentă continuă și una alternativă. În figura 6.20*b* este

reprezentat semnalul v_1 care apare la intrarea amplificatorului. Dacă R_1 este mic în comparație cu rezistența de intrare a amplificatorului, anvelopa tensiunii v_1 este asemănătoare ca alură cu v_g. La ieșirea amplificatorului apare numai componenta alternativă v_2 care are forma din figura 6.20c. Aceasta este demodulată de către comutator, care pune ieșirea la pămînt atunci cînd se conectează în poziția 2 (fig. 6.19), astfel că rezultă tensiunea v_3 (fig. 6.20 *d*). Tensiunea v_3 trece printr-un filtru trece jos și apare la ieșire tensiunea v_0 care este replica tensiunii v_g de la intrare, însă cu semn schimbat. Un modulator cu decuplare capabil să funcționeze cu rată mare este tranzistorul cu efect de cîmp cînd funcționează în regiunea

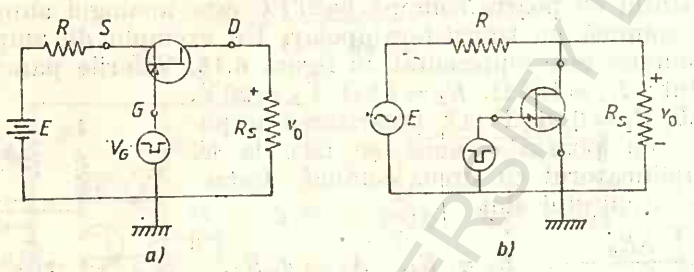


Fig. 6.21

ohmică a caracteristicii de drenă. În acest scop valorile lui V_{DS} trebuie să fie mai mici decît 0,25 V_p. Modulatorul cu decuplare cu TEC poate fi serie și șunt. În modulatorul serie (fig. 6.21*a*), TEC este în serie cu tensiunea de intrare și cu rezistența de sarcină $R = 220\,\Omega$, $R_s = 2{,}2\,\text{k}\Omega$. În modulatorul șunt, TEC este conectat în paralel cu rezistența de sarcină R_s (fig. 6.21*b*) ($R_s = R = 10\,\text{k}\Omega$). Pentru modulare cu decupare tensiunea V_{GS} se aplică sub formă de impulsuri negative dreptunghiulare sau unde sinusoidale redresate. Pentru $V_{GS} = 0$ tranzistorul conduce iar pentru $V_{GS} > V_P$ tranzistorul este blocat. În figura 6.22 sînt reprezentate caracteristicile de drenă (în regiunea liniară) și este dusă dreapta de sarcină pentru modulatorul serie

$$E = I\,(R + R_s + r_{ds}), \tag{6.30}$$

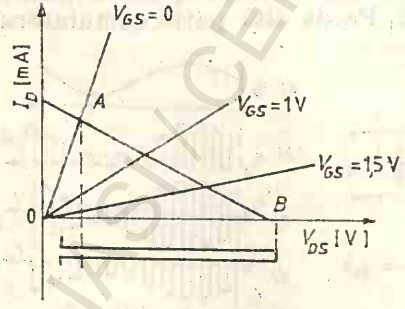


Fig. 6.22

unde r_{ds} este rezistența drenă-sursă, care în regiunea liniară poate fi aproximată prin

$$r_{ds} \simeq r_{ds0} \frac{V_P}{(V_P - V_{GS})}, \quad V_{DS} < V_P. \tag{6.31}$$

Forma pulsurilor de tensiune V_{GS} aplicată pe poartă este reprezentată în figura 6.23*a*. Cînd $V_{GS} = 0$, punctul de funcționare se află în A, tranzistorul se află în stare de funcționare și la ieșire se obține $V_0 = IR_s$ unde I este dat de ecuația (6.30). Cînd $V_{GS} > V_P$, tranzistorul este blocat, $V_{DS} = E$ și $V_0 = 0$. În acest caz punctul de funcționare se află în B (fig. 6.22). În figura 6.23 *b* este reprezentată tensiunea de intrare care trebuie modulată prin decupare iar în figura 6.23 *c*

este reprezentată tensiunea de ieșire V_0. Se observă că V_0 are valoarea direct proporțională cu E. Tensiunea de intrare poate avea orice formă. În modulatorul paralel (fig. 6.21 *b*) pentru $V_{GS} = 0$ se obține

$$V_0 = (r_{ds0}/R)\, E \simeq 0, \qquad V_{GS} = 0,$$

iar cînd $V_{GS} \geqslant V_P$, $r_{ds} \to \infty$ și

$$V_0 = \frac{R_s}{R + R_s} E,$$

r_{ds0} este rezistența drenă-sursă cînd TEC se află în starea de conducție. În figura 6.24 se reprezintă un amplificator cu modulare-demodulare

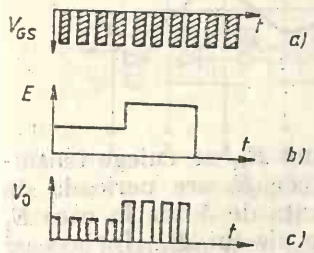


Fig. 6.23

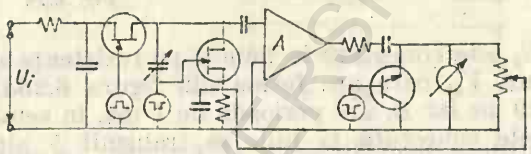


Fig. 6.24

folosind la intrare un modulator cu decupare de tip serie-șunt cu TEC și cu reacție negativă globală de curent continuu [4].

6.7. Multiflexare în timp cu TEC (Selectarea căilor analogice)

Tranzistorul cu efect de cîmp se utilizează în selectoarele de intrare al sistemelor de multiflexare care funcționează cu diviziune de timp. În asemenea selectoare se conectează pe rînd diferite surse de semnal la intrarea unui circuit de prelucrare a semnalului. Un TEC cu tensiune pe poartă $V_{GS} > V_P$ este blocat și izolează intrarea față de linia de comunicație respectivă. Un sistem de multiflexare în timp este reprezentat în figura 6.25. E_c este sursa de tensiune de modulare prin decupare (chopper)

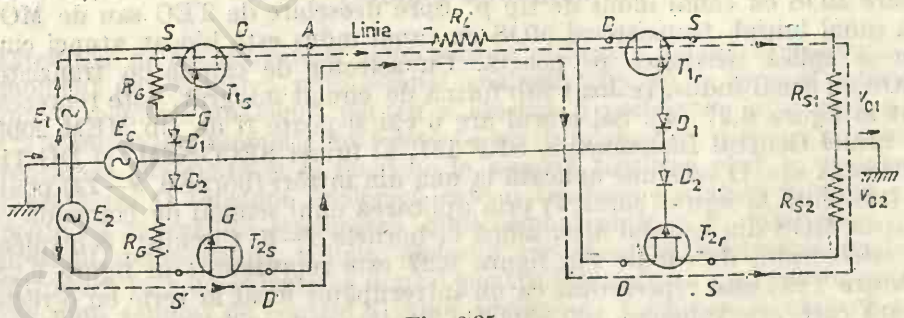


Fig. 6.25

și are frecvența de 100 Hz. Sursele de intrare sînt E_1 și E_2 și au frecvențele de 1 kHz și, respectiv, 2 kHz. În semialternanța pozitivă a lui E_c, de 5 ms, diodele D_1 sînt polarizate invers, tranzistoarele T_{1s} și T_{1r} au tensiunea de poartă $V_{GS} = 0$ și sînt în stare de conducție astfel că sursa

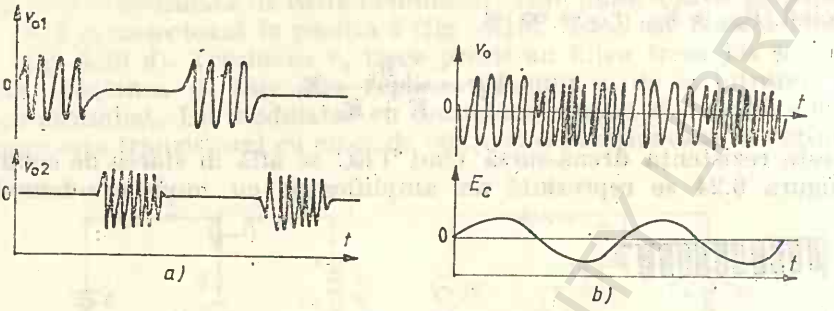


Fig. 6.26

E_1 este conectată la linie și pe rezistența de sarcină R_{s1} se culege tensiunea V_{01} care are forma din figura 6.26*a*. Deoarece E_c are perioada de 10 ms iar E_1 are perioada de 1 ms, în semialternanța de 5 ms în care E_1 este conectată la linie se transmit 5 alternanțe ale lui E_1. În aceeași semialternanță diodele D_2 sînt în stare de conducție și pe porțile tranzistoarelor T_{2s} și T_{2r} se aplică tensiune $V_{GS} > V_P$, astfel că acestea sînt blocate și sursa E_2 nu este conectată la linie. În semialternanța negativă a lui E_c fenomenele se petrec invers față de cazul de mai sus. Diodele D_2 sînt polarizate invers pe tranzistoarele T_{2s} și T_{2r}, tensiunea de poartă $V_{GS} = 0$, astfel că acestea sînt în stare de conducție și E_2 este conectată la linie (linia L are rezistența $R_L = 1\,\text{k}\Omega$) și pe rezistența de sarcină R_{s2} se culege tensiunea V_{02} care este reprezentată în figura 6.26*a*. Deoarece E_2 are perioada de 0,5 ms în semialternanța negativă a lui E_c (5 ms) se transmit 10 alternanțe ale lui E_2. În același timp diodele D_1 sînt în stare de conducție, pe tranzistoarele T_{1s} și T_{1r} tensiunea de poartă $V_{GS} > V_P$ și acestea sînt blocate astfel că tensiunea E_1 nu este conectată la linie. Tensiunea pe linie (culeasă între punctul A și masă) are forma din figura 6.26*b* și se obține prin sumarea lui V_{01} și V_{02}. Pe același grafic este reprezentată și tensiunea, E_c, de modulare prin decupare. În figura 6.25 sînt reprezentate și căile parcurse de semnalele E_1 și, respectiv, E_2. Rezistențele R_G au valorile de 100 kΩ fiecare și rezistențele R_{s1} și R_{s2} au valorile de 10kΩ fiecare. În selectoarele de canale se folosesc, de obicei, tranzistoare MOS cu canal indus de tip p. Spre deosebire de TEC sau de MOS cu canal inițial, tranzistorul MOS cu canal indus este blocat atunci cînd nu se aplică tensiunea pe poartă. Un selector de canale cu tranzistor MOS cu canal indus, realizat sub formă de circuit integrat, este reprezentat în figura 6.27 [4]. Selectorul are 6 căi și poate fi de tip MEM 2009, al firmei General Instruments, SFF 151, al firmei SECOSEM, și DG 116 Siloconix etc. O tensiune aplicată la una din intrări (bornele *9—14*) poate fi transmisă la ieșire (borna 7) prin aplicarea unui semnal de comandă pe poarta MOS din canalul ales, adică la bornele *1—6*. Circuitul echivalent al selectorului de canale din figura 6.27 este reprezentat în figura 6.28. Fiecare TEC este reprezentat ca un întrerupător ideal în serie cu o rezistență care are valoarea 100÷300 Ω; aceasta este rezistența sursă-drenă

în starea de conducție a TEC, r_{ds0}. Deoarece TEC MOS este un dispozitiv simetric față de sursă și drenă el poate fi folosit și pentru operația inversă, adică pentru distribuirea succesivă pe diferite căi a unui semnal provenit de la o sursă, asemenea unui comutator rotativ.

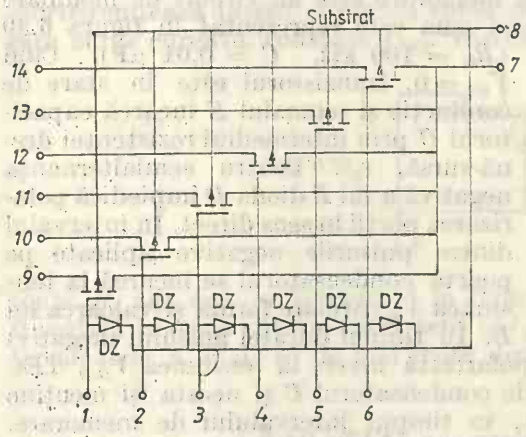


Fig. 6.27

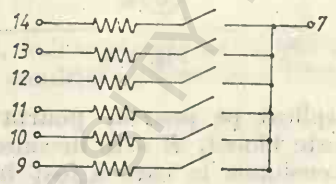


Fig. 6.28

În figura 6.29 este reprezentat circuitul de principiu pentru utilizarea circuitului integrat, din figura 6.27, ca distribuitor de semnale. În acest caz semnalul de la intrare se aplică la borna *7* și semnalul este trimis succesiv pe căile *14—9*, prin aplicarea unor impulsuri de comandă decalate în timp, pe rînd pe canalele *1—6*.

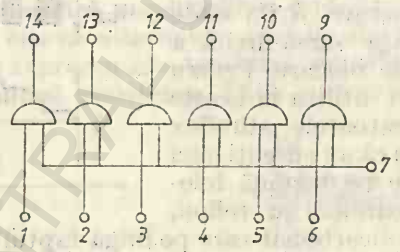


Fig. 6.29

6.8. Circuit cu eșantionare și memorare (sample and hold)

Circuitele de eșantionare și memorare se utilizează pentru a preleva la un moment dat valoarea unui semnal analogic variabil în timp și a-l stoca într-o memorie analogică pentru a efectua o prelucrare ulterioară a sa. Ca element de memorie se folosește un condensator care se încarcă la tensiunea prelevată și se menține la această tensiune pînă la prelevarea următoare. O tensiune analogică este o tensiune variabilă în timp care poate să reprezinte traducerea unui semnal obținut la măsurarea unei presiuni, temperaturi, volum, distanță etc. Această informație poate fi introdusă într-un calculator digital pentru înregistrare sau pentru obținerea unui semnal de control al unor procese de fabricare, a curgerii unui

fluid, a grosimii unui material etc. Semnalul analogic trebuie să fie eșantionat și fiecare eșantion trebuie să fie menținut (stocat) un timp suficient de lung în circuitul de conversie pentru conversia semnalului analog într-un semnal digital pentru a putea fi introdus într-un calculator digital.

Un circuit de eșantionare și memorare este un circuit de modulare prin decupare puțin modificat, așa cum este reprezentat în figura 6.30 ($R_G = 100$ kΩ, $C = 0{,}01$ μF). Cînd $V_{GS} = 0$, tranzistorul este în stare de conducție și semnalul E încarcă capacitorul C prin intermediul rezistenței drenă-sursă, r_{ds}. Pentru semialternanța negativă a lui E dioda D împiedică polarizarea porții în sens direct. În intervalul dintre pulsurile negative aplicate pe poartă condensatorul se încarcă la tensiunea V_0 care are forma și valoarea lui E. În timpul duratei pulsului (negativ) aplicat pe poartă, poarta este polarizată invers la tensiunea V_{GS}, TEC este blocat, E este deconectată de condensatorul C și acesta își menține tensiunea la care a fost încărcat, în timpul intervalului de memorare. Tensiunea de intrare E, tensiunea de eșantionare V_{GS} și tensiunea de ieșire V_0 sînt reprezentate în figura 6.31. Timpul minim de prelevare depinde de constanta de timp de încărcare a condensatorului C_s de memorare, $r_{dsc}\, C_s$, unde r_{dsc} este rezistența drenă-sursă în stare de conducție. Timpul maxim de stocare (memorare) este determinat de constanta de timp de memorare $R_b C_s$, unde R_b este rezistența sursă-drenă a TEC în starea de blocare. Pentru memorare se pot utiliza în aceste circuite condensatoarele stiroflex sau Mylar pentru că au curenți mici de fugă, însă se recomandă folosirea condensatoarelor cu teflon, polietilenă sau policarbonat care pe lîngă faptul că au curenți mici de fugă nu se polarizează electric și deci nu conduc la apariția unor tensiuni reziduale parazite. Există erori de eșantionare în parte datorate capacității poartă-drenă, C_{pd}, care introduce o tensiune de decalaj a semnalului stocat

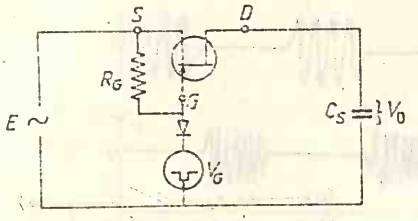


Fig. 6.30

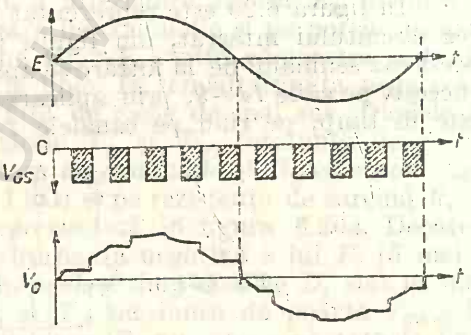


Fig. 6.31

$$\Delta V \simeq (V_{GS} - V_P)\,\frac{C_{pd}}{C_s}.$$

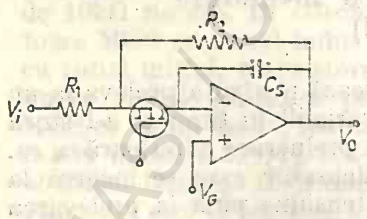


Fig. 6.32

Aceste erori pot fi micșorate dacă circuitul de eșantionare se introduce în rețeaua de reacție a unui amplificator operațional, așa cum se reprezintă în figura 6.32, unde se utilizează un tranzistor MOS [5]. Cînd tranzistorul MOS este blocat circuitul funcționează ca integrator și tensiunea de ieșire se menține constantă la valoarea eșantionată.

6.9. Reglator de curent continuu

Cu ajutorul unui TEC se poate realiza un reglator de curent constant. Se scurtcircuitează intern electrozii sursa și poarta și se obține o diodă prin care curge curentul constant I_{DSS}. Introducînd în circuitul sursei o rezis-

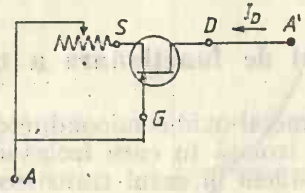


Fig. 6.33

tență R, așa cum se reprezintă în figura 6.33, valoarea curentului poate fi reglată la orice valoare între zero și I_{DSS}, cu condiția ca tensiunea între terminalele A și A' să fie mai mare decît $2V_p$.

6.10. TEC ca rezistor variabil

Am văzut că la valori mici ale tensiunii sursă-drenă curentul de drenă are în jurul originii o dependență aproximativ liniară de tensiune de drenă V_{DS}. Această proprietate este caracteristică atît în cadranul I al coordonatelor $i_d = f(v_{ds})$ cît și în cadranul III, deoarece rolurile sursei și drenei pot fi inversate. Un exemplu de utilizare a TEC ca rezistor este reprezentat în figura 6.34. Acest dispozitiv se utilizează ca tremolo în orga electronică, dispozitiv ce modifică amplitudinea undelor sinusoidale de la intrare pe o perioadă de cîteva alternanțe ceea ce dă un efect muzical plăcut. În figura 6.35 sînt reprezentate tensiunea de intrare v_i, tensiunea de modulare v_g (care modifică rezistența TEC) și tensiunea de ieșire v_0

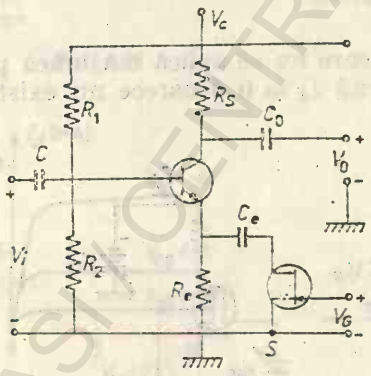


Fig. 6.34

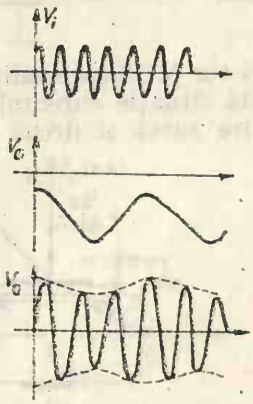


Fig. 6.35

[4]. Efectul tremolo se obține prin variația amplificării cu ajutorul tensiunii v_G. Amplificarea circuitului din figura 6.34 este dată de expresia

$$A_v = \frac{v_0}{v_i} = -\frac{R_s}{R_p}, \qquad R_p = \frac{R_c r_{ds}}{R_c + r_{ds}},$$

unde r_{ds} este rezistența sursă-drenă care este funcție de v_G și, deci, R_p este funcție de v_G. Cînd se utilizează un TECJ cu canal de tip n, poarta trebuie polarizată negativ astfel ca semnalul sinusoidal să nu polarizeze poarta pozitiv. Dacă se utilizează un tranzistor MOS nu este necesar să se polarizeze poarta.

6.11. Modul de funcționare a tranzistoarelor MOS

Tranzistorul MOS (metal-oxid-semiconductor) este un tranzistor cu efect de cîmp cu poartă izolată în care izolatorul este un strat de oxid, de exemplu oxidul de siliciu în cazul tranzistorului în care semiconductorul folosit este siliciu. Cei trei electrozi sînt: electrodul sursă (S), electrodul poartă (G) și electrodul drenă (D). Curentul curge printr-un canal care poate fi indus sau realizat inițial. Corespunzător există tranzistoare MOS cu canal indus sau cu canal inițial. Canalul poate fi de tip n sau de tip p. Tranzistorul MOS are și al patrulea contact, contactul bazei, B, care se conectează în general cu electrodul sursă. În figura 6.36 este reprezentat

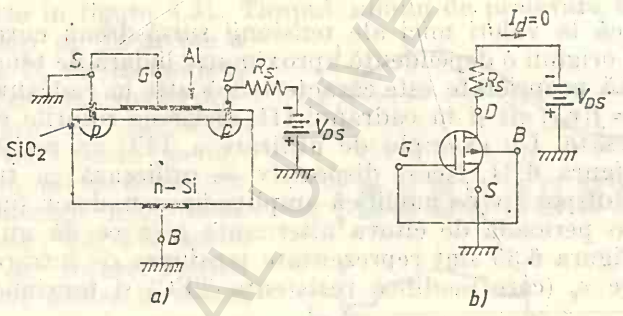


Fig. 6.36

un tranzistor MOS în condițiile în care nu se aplică tensiunea pe poartă. În această situație curentul de drenă $I_d = 0$ deoarece nu există nici un canal între sursă și drenă [7].

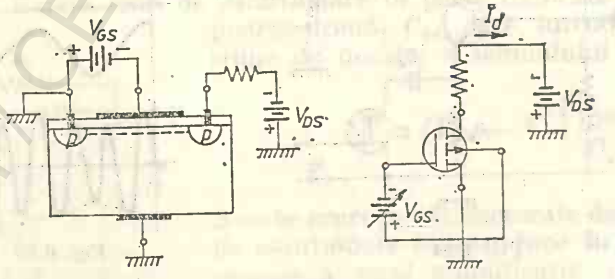


Fig. 6.37

În figura 6.37 este reprezentat același tranzistor în condițiile în care se aplică tensiune pe poartă. La o anumită valoare a acestei tensiuni, V_P, numită tensiune de prag, curge un curent I_d între sursă și drenă deoarece

între acestea a fost indus un canal de tip p. În figura 6.38a sînt reprezentate caracteristicile de drenă $I_d = f(V_{ds})$ cu V_{GS} cu parametru iar în figura 6.38b este reprezentată caracteristica de transfer $I_d = f(V_{GS})$. Se

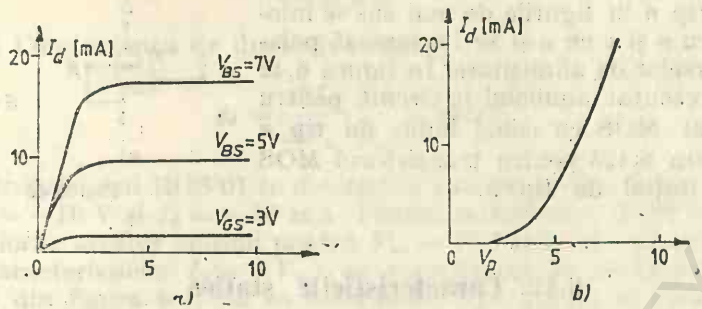


Fig. 6.38

observă că există o valoare de prag V_P a tensiunii de poartă, tensiune la care se formează canalul indus (prin apariția stratului de inversiune) [7].

În figura 6.39 se reprezintă tranzistorul MOS cu canal inițial de tip p în condițiile în care funcționează în regim de sărăcire (golurile sînt deflectate din canal) iar în figura 6.40 se reprezintă același tranzistor cînd funcționează în regim de îmbogățire (crește concentrația golurilor din canal). Aceste condiții sînt determinate de semnul tensiunii de polarizare

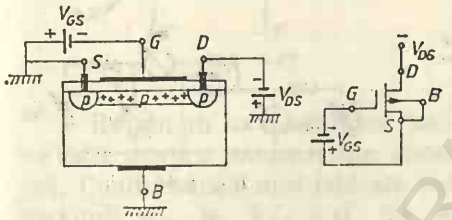


Fig. 6.39

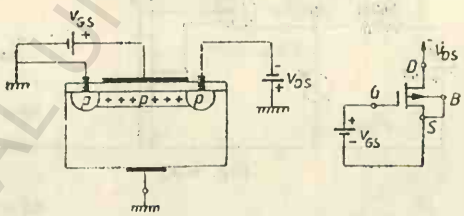


Fig. 6.40

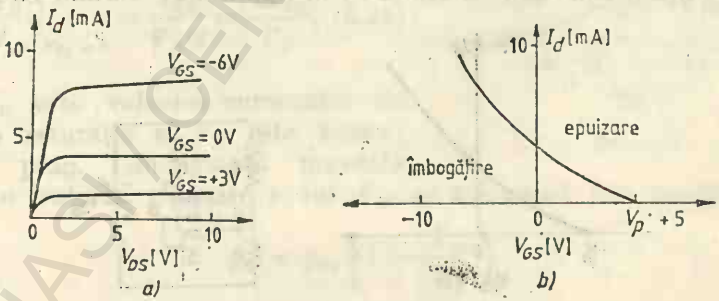


Fig. 6.41

a porții. În figura 6.41a sînt reprezentate caracteristicile de drenă $I_d = f(V_{ds})$ cu V_{GS} ca parametru. Se observă că în acest caz există un curent de drenă apreciabil chiar pentru $V_{GS} = 0$. În figura 6.41b este reprezen-

BIBLIOTECA CENTRALĂ UNIVERSITY LIBRARY

tat curentul de drenă în funcție de tensiunea de poartă (caracteristica de transfer). Se observă că I_d scade la zero pentru o tensiune pozitivă mare aplicată pe poartă, cînd canalul este sărăcit complet (epuizat) în purtători de sarcină liberi. Pentru tranzistorul cu canal de tip n în figurile de mai sus se înlocuiește n cu p și p cu n și se inversează polaritățile surselor de alimentare. În figura 6.42 *a* este reprezentat simbolul în circuit pentru tranzistorul MOS cu canal indus de tip n iar în figura 6.42*b* pentru tranzistorul MOS cu canal inițial de tip n.

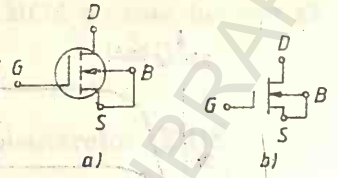


Fig. 6.42

6.12. Caracteristicile statice

În figura 6.43 este reprezentat circuitul utilizat pentru trasarea punct cu punct a caracteristicilor tranzistorului ROS 01 cu canal de tip p indus, iar în figura 6.44 este reprezentat circuitul pentru trasarea punct cu punct a caracteristicilor ROS 02 cu canal de tip n inițial. Caracteristicile de drenă $I_d = f(V_{ds})$ se trasează pentru diverse valori ale parametrului V_{GS}.

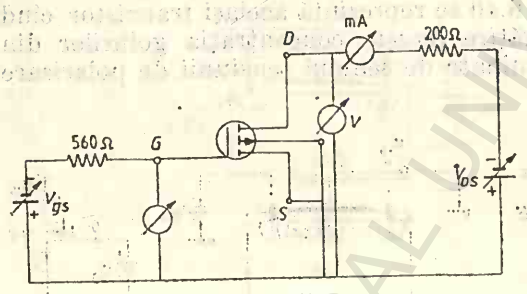


Fig. 6.43

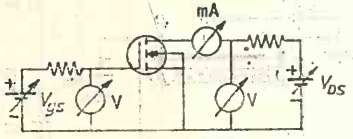


Fig. 6.44

Se trasează și caracteristicile de transfer $I_d = f(V_{GS})$ și se determină valorile tensiunilor de prag. Caracteristica de transfer a tranzistorului ROS 02 nu va arăta ca în figura 6.41*b* ci ca în figura 6.45. Notăm că se poate

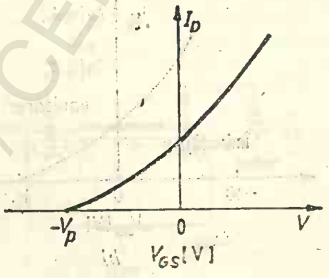


Fig. 6.45

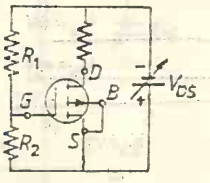


Fig. 6.46

utiliza o singură sursă de tensiune dacă se introduce divizorul de tensiune R_1, R_2, pentru alimentarea porții așa cum este reprezentat în figura 6.46. Se determină următoarele mărimi :

(1) Conductanţa mutuală (panta) numită şi transconductanţă

$$g_m = \left.\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}\right|_{V_{DS}} = \text{const.} \tag{6.32}$$

(2) Conductanţa de drenă (de ieşire)

$$g_d = \left.\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{DS}}\right|_{V_{GS}} = \text{const.} \tag{6.33}$$

Pentru tranzistorul ROS 01 se determină valorile acestor mărimi în punctele $V_{ds} = -10$ V şi $I_d = -10$ mA. Pentru tranzistorul ROS 02 se determină valorile acestor mărimi pentru $V_{ds} = 10$V şi I_d la valoarea de saturaţie. Caracteristicile $I_d = f(V_{ds})$ se vizualizează la osciloscop utilizînd circuitul din figura 6.47 iar caracteristicile $I_d = f(V_{GS})$ se vizualizează la osciloscop folosind circuitul din figura 6.48. Rezistenţele din circuit au valorile $R_1 = 1{,}2$ kΩ, $R_2 = 2$ kΩ, $R_3 = 150$ Ω.

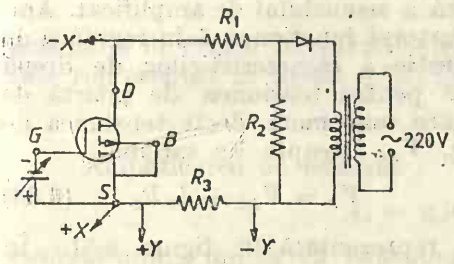


Fig. 6.47

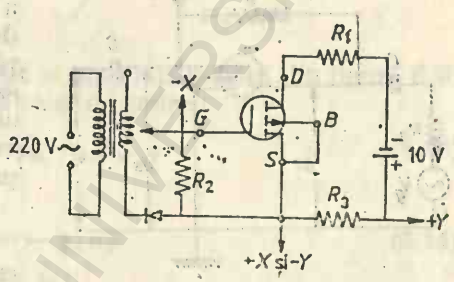


Fig. 6.48

Expunem în continuare unele observaţii asupra parametrilor caracteristici. Conductanţa mutuală are valoarea maximă g_{m0} la $V_{GS} = 0$. Se găseşte (fig. 6.49)

$$g_{m0} = \left.\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{gs}}\right|_{V_{gs}=0} = \frac{I_{DS}}{V_P/2} = \frac{2I_{DS}}{V_P}, \tag{6.34}$$

unde I_{DS} este valoarea curentului de drenă la saturaţie şi V_P este tensiunea de prag. Conductanţa mutuală pentru o valoare oarecare a lui V_{GS} se evaluează din relaţia

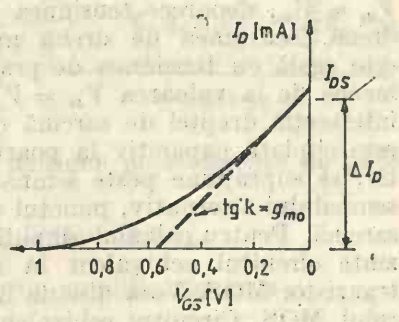


Fig. 6.49

$$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right). \tag{6.35}$$

Curentul de drenă I_d se poate evalua dacă se cunoaşte curentul I_{ds} de saturaţie, pentru orice valoare a lui V_{GS} din relaţia

$$I_D = I_{DS}\left(1 - \frac{V_{gs}}{V_P}\right)^2 \tag{6.36}$$

BCUIAŞI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

sau

$$V_{gs} = V_P \left[1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_s}}\right]. \tag{6.37}$$

6.13. Amplificator cu tranzistor MOS cu sursă comună

Un amplificator cu tranzistor MOS este reprezentat în figura 6.50 pentru tranzistorul MOS cu canal indus. Deoarece V_{ds} și V_{GS} au aceeași polaritate se utilizează o singură sursă de tensiune continuă. Tensiunea de polarizare a porții V_{gs} se aduce de la sursa V_d prin intermediul rezistenței R_r numită rezistență de polarizare. Valoarea lui R_r este foarte mare, de ordinul a 10 MΩ, pentru a se evita reacția nedorită a semnalului de amplificat. Amplificatorul funcționează în regiunea de saturație a caracteristicilor de drenă adică pentru tensiunea de poartă de valoare mai mare decît tensiunea de prag, V_P. Dreapta de sarcină

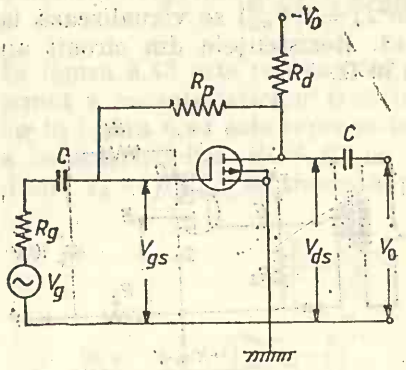


Fig. 6.50

$$V_D = V_{DS} + I_D R_d \tag{6.38}$$

este reprezentată în figura 6.51. În afară de dreapta de sarcină în acest caz se mai construiește și linia de polarizare $V_{ds} = V_{gs}$, deoarece tensiunea de poartă devine egală cu tensiunea de drenă. Tensiunea de drenă minimă pentru funcționarea tranzistorului este egală cu tensiunea de prag a porții și prin urmare linia de polarizare începe de la valoarea $V_{gs} = V_P$. Punctul P de funcționare se găsește la intersecția dreptei de sarcină cu linia de polarizare. Sursa de semnal, v_g, este cuplată capacitiv la poarta tranzistorului și acest semnal, alternativ, se suprapune peste semnalul continuu. Corespunzător cu valoarea semnalului alternativ, punctul de funcționare se deplasează pe dreapta de sarcină. Pentru calculul amplificării de tensiune este necesar să se reprezinte circuitul echivalent la semnal alternativ al amplificatorului cu tranzistor MOS. Vom discuta mai întîi circuitul echivalent al tranzistorului MOS. Circuitul echivalent al tranzistorului MOS la semnal alternativ este reprezentat în figura 6.52. Tensiunea instantanee poartă-sursă

$$v_{GS} = V_{gs} + v_{gs}, \tag{6.39}$$

unde V_{gs} este componenta continuă iar v_{gs} este componenta alternativă. Conform cu figura 6.51, în mod corespunzător va exista un curent

$$i_D = i_d + I_D \tag{6.40}$$

și o tensiune drenă-sursă

$$v_{DS} = V_{DS} + v_{ds}. \tag{6.41}$$

Din relațiile (6.32), (6.39) și (6.40) se obține

$$g_m = i_d/v_{gs} \tag{6.42}$$

Prin urmare, tranzistorul MOS poate fi reprezentat printr-un circuit echivalent constînd dintr-un generator de curent $g_m v_{gs}$, care reprezintă curentul

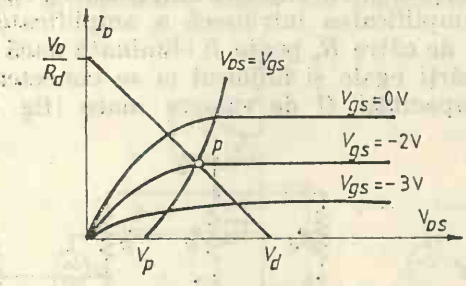


Fig. 6.51

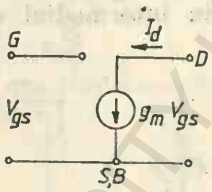


Fig. 6.52

alternativ de drenă. Circuitul echivalent al amplificatorului din figura 6.50 este reprezentat în figura 6.53. Tensiunea de ieșire

$$v_0 = i_d R_d = g_m \cdot v_{gs} R_d. \tag{6.43}$$

Amplificarea de tensiune

$$A_v = v_0/v_g = -g_m R_d. \tag{6.44}$$

Semnul minus indică că tensiunea de la ieșire este în opoziție de fază cu tensiunea de la intrare. Rezistența R_r utilizată pentru polarizarea porții tranzistorului MOS (fig. 6.50) micșorează rezistența de intrare R_i a acestuia ceea ce face ca v_{gs} să fie mai mică decît v_g și să se amplifice o parte mai mică din tensiunea v_g a generatorului de la intrare. Căderea de tensiune pe rezistența de polarizare R_P

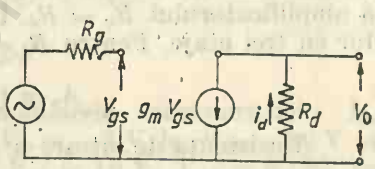


Fig. 6.53

$$v_p = v_{gs} - v_0 = v_{gs} + A_v v_{gs} = (1 + A_v)\, v_{gs}.$$

Curentul de semnal care circulă prin amplificator este

$$i_p = v_p/R_p = (1 + A_v)\, v_{gs}/R_p$$

și rezistența de intrare a amplificatorului

$$R_i = \frac{v_{gs}}{i_p} = \frac{R_p}{1 + A_v} \simeq \frac{R_p}{A_v}.$$

Pentru $R_p = 10\,\text{M}\Omega$ și $A_v = 10$ se obține $R_i = 100\,\text{k}\Omega$. În aceste condiții

$$v_{gs} = R_i \frac{v_g}{R_i + R_g} \tag{6.45}$$

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

$$A_{vc} = \frac{v_0}{v_g} = \frac{R_i}{R_i + R_g} A_v = \frac{100}{110} A_v \simeq 0{,}9\, A_v \qquad (6.46)$$

pentru rezistenţa generatorului $R_g = 10$ kΩ. A_{vc} este amplificarea circuitului care este mai mică decît amplificarea intrinsecă a amplificatorului. Micşorarea rezistenţei de intrare de către R_p poate fi eliminată dacă rezistenţa R_p se împarte în două părţi egale şi mijlocul ei se conectează la masă prin intermediul unei capacităţi C de valoare mare (fig. 6.54).

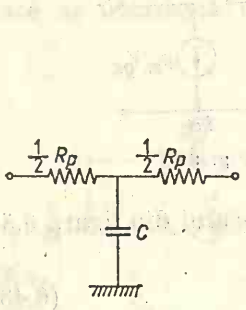


Fig. 6.54

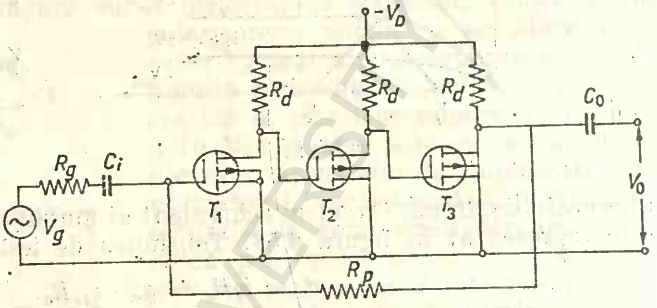


Fig. 6.55

În acest caz $R_i = R_p/2$ şi $A_{vc} = A_v = -g_m R_d$ deoarece rezistenţa de ieşire a amplificatorului $R_0 = R_d$. În figura 6.55 este reprezentat un amplificator cu trei etaje. Pentru $R_d = 6$ kΩ şi $g_m = 2{,}5$ mA/V se obţine

$$A_v = (-g_m R_d)^3 = -3375.$$

Rezistenţa de intrare a amplificatorului pentru $R_p = 10$ MΩ

$$R_i = R_p/A_v = 3 \text{ kΩ}$$

şi amplificarea circuitului pentru $R_i = 10$ kΩ

$$A_{vc} = \frac{R_i}{R_i + R_g} A_v = 775.$$

Dacă rezistorul de polarizare se divide în doi rezistori de cîte 5 MΩ fiecare, ca în figura 6.54, atunci $R_i = R_p/2 = 5$ MΩ şi $A_{vc} = A_v = -3375$.

Rezistenţa R_p de polarizare stabilizează punctul de funcţionare a amplificatorului cu trei etaje prin fenomenul de reacţie negativă. Dacă, de exemplu, creşte tensiunea de drenă a tranzistorului T_1, aceasta are ca efect creşterea tensiunii de la ieşire care la rîndul ei duce la creşterea tensiunii pe poarta lui T_1. În consecinţă creşte curentul de drenă prin T_1 şi scade tensiunea sa de drenă, compensînd creşterea iniţială a acesteia. În circuitele integrate cu tranzistoare MOS, rezistenţa R_d este un tranzistor MOS care are poarta scurtcircuitată cu drena (fig. 6.56). Un asemenea amplificator are avantajul că are distorsiuni mici deoarece neliniaritatea rezistenţei de drenă compensează neliniaritatea caracteristicilor de transfer. De asemenea, este mai comod de realizat circuitul integrat în această formă [6, 7].

Am discutat în cele mai de sus amplificatorul cu tranzistor MOS cu canal indus, în care polarizarea porții se face de la sursa de tensiune V_d prin intermediul unei rezistențe de polarizare. În cazul tranzistorului MOS cu canal inițial polarizarea tranzistorului în circuit se face la fel ca în cazul tranzistorului cu efect de cîmp cu joncțiune. În figura 6.57 este reprezentat un amplificator cu tranzistor cu canal inițial de tip n (ROS 02), cu următoarele valori ale parametrilor de circuit: $R_g = 100$ kΩ,

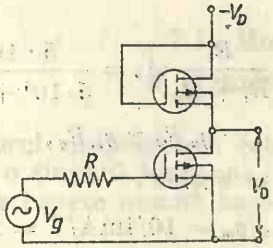


Fig. 6.56

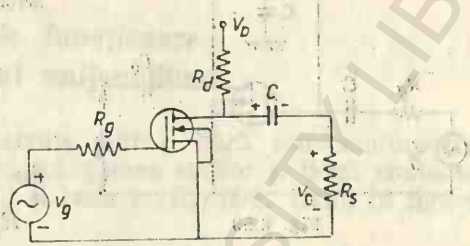


Fig. 6.57

$R_d = R_s = 3$ kΩ, $C = 10\mu$F, $V_d = 18$ V. Circuitul echivalent este reprezentat în figura 6.58, unde $R_{ac} = R_d R_s/(R_d + R_s)$. Prin urmare

$$v_0 = i_d R_{ac} = i_d \cdot \frac{R_d R_s}{R_d + R_s}.$$

Model de proiectare

1. Se dă tranzistorul MOS cu următoarele caracteristici: I_{ds} $(=I_{DSS}) = 3$ mA la $V_{DS} = 10$ V, $V_{GS} = 0$, $V_P = -3$ V la $V_{DS} = 10$ V și $I_{DS} = 5$ μA, $g_m = 5000$ μmho $= 5$ mA/V la $V_{DS} = 10$ V, $V_{GS} = 0$. Să se proiecteze un amplificator cu sursa comună cu $A_v = 10$. Schema acestui amplificator este reprezentată în figura 6.57 iar circuitul echivalent este reprezentat în figura 6.58. Se poate scrie

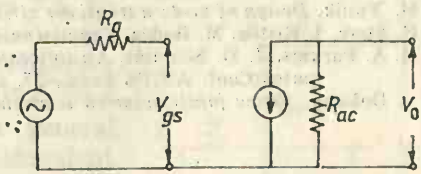


Fig. 6.58

$$A_v = \frac{v_0}{v_{gs}} = \frac{i_d \dfrac{R_d R_s}{R_d + R_s}}{v_{gs}} = g_m \frac{R_d R_s}{R_d + R_s}.$$

Pentru $R_d = R_s$ rezultă

$$A_v = g_m R_d/2, \quad R_d = 2A_v/g_m = 2 \cdot 10/5\text{mA}/v = 4\text{k}\Omega.$$

Rezistența de intrare în circuitul din figura 6.57 este rezistența poartă-sursă, care este practic infinită și $v_{gs} = v_g$.

2. Se dă tranzistorul MOS, cu canal p indus, cu următoarele caracteristici: $I_{DSS} = 10$ mA la $V_{DS} = -20$ V și $V_{GS} = 0$, $V_P = -9$ V la $V_{GS} = V_{DS}$ și $I_{DS} = 1$ μA; $g_m = 4000$ μmho $= 4$ mA/V la $V_{DS} = 10$ V, $I_{DS} =$ $= 5$ mA, $f = 1$ kHz. Să se proiecteze un amplificator cu sursa comună cu

UNIV. „AL. I. CUZA" BIBL. DE FIZICĂ

$A_{vc} = 10$. Un asemenea amplificator este reprezentat în figura 6.50 iar circuitul său echivalent este reprezentat în figura 6.59 (care este o combinație între figurile 6.52 și 6.54). Considerăm $R_p = 10\ \text{M}\Omega$ și având în vedere că R_p este divizat în două părți egale și joncțiunea dintre ele este conectată la masă, rezistență de intrare

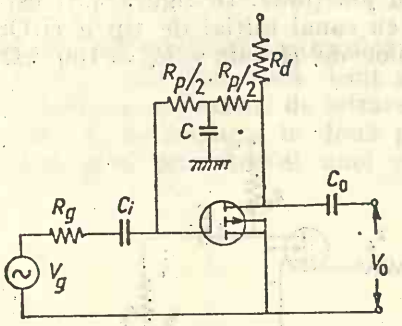


Fig. 6.59

$$R_i = R_p/2 = 5\text{M}\Omega.$$

Luăm rezistența $R_g = 10\ \text{k}\Omega$, astfel că

$$A_{vc} = \frac{R_i}{R_i + R_g} A_v = \frac{5 \cdot 10^6}{5 \cdot 10^6 + 10^4} \cdot$$

$$\cdot\, g_m R_d \simeq g_m R_d,$$

de unde se obține

$$R_d = A_{vc}/g_m = 10/4\text{mA/V} = 2{,}5\ \text{k}\Omega.$$

Rezistența de ieșire a amplificatorului are valoarea R_d. Un avantaj al proiectării amplificatorului cu tranzistor MOS constă în faptul că nu este necesar să se calculeze curentul în circuitul de intrare. Cunoscîndu-se amplitudinea tensiunii de intrare se poate determina direct tensiunea de ieșire din cunoașterea dreptei de sarcină și a punctului de funcționare a tranzistorului. Un amplificator cu tranzistor MOS, cu sursă comună, poate fi folosit ca repetor (analog repetorului pe emitor cu tranzistorul bipolar) deoarece are o rezistență mare de intrare și o rezistență mică de ieșire.

Bibliografie

1. V. Dolocan, *Fizica dispozitivelor cu corp solid*, Edit. Academiei, București, 1978.
2. A. S. Grove, *Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare*, Edit. tehnică, București, 1973.
3. F. F. Driscoll, R. F. Coughlin, *Solid State devices and application*, Prentice Hall Inc., 1975.
4. M. Yunik, *Design of modern transistor circuits*, Prentice Hall Inc, 1973.
5. R. Stere, I. Ristea, M. Bodea, *Tranzistoare cu efect de cîmp*, Edit. tehnică, București, 1973.
6. H. A. Parkins, J. D. Schmidt, *An integrated semiconductor memory system*, Fall joint Computer Conf. AFIPS Proc., 27, nov. 1975, p. 1053—1064.
7. V. Dolocan, *Fizica joncțiunilor cu semiconductoare*, Edit. Academiei, București, 1982.

BCU IAȘI / CENTRUL UNIVERSITAR IBRĂ

TRANZISTORUL UNIJONCȚIUNE ȘI TIRISTORUL

7.1. Modul de funcționare a tranzistorului unijoncțiune

Tranzistorul unijoncțiune este construit dintr-o bară semiconductoare care are o singură joncțiune, numită joncțiunea emitor și două contacte ohmice la capete numite baza 1 (B_1) și baza 2 (B_2) (fig. 7.1*a*). În figura

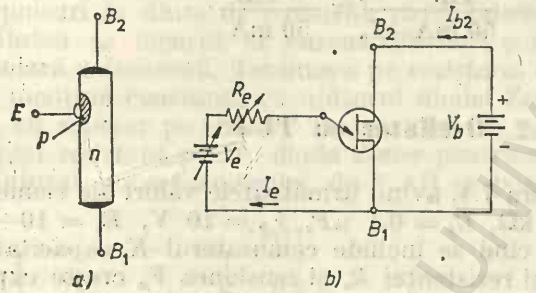


Fig. 7.1

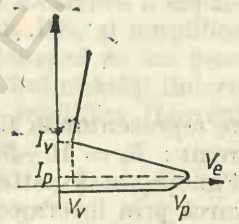


Fig. 7.2

7.1*b* este reprezentat circuitul de alimentare al unui asemenea tranzistor împreună cu simbolul tranzistorului utilizat în circuit. Caracteristica curent-tensiune este reprezentată în figura 7.2 [1], iar circuitul echivalent al dispozitivului este reprezentat în figura 7.3. În condiții normale de lucru baza B_1 este conectată la masă. ηV_b este fracțiunea din tensiunea V_b care se aplică pe joncțiunea emitor cînd aceasta este la circuit deschis. În general $\eta = 0{,}6$. Avînd în vedere circuitul echivalent din figura 7.3 se poate scrie

$$\eta = \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} = \frac{R_{b1}}{R_b},$$

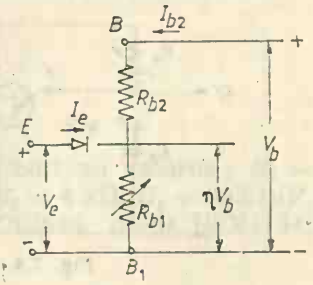


Fig. 7.3

unde R_{b1} este rezistența bazei 1, R_{b2} este rezistența bazei 2 și R_b este rezistența barei semiconductoare. Cînd $V_e < \eta V_b$, joncțiunea emitor este polarizată invers și prin ea trece numai curentul invers de saturație, care are valoare mică. Cînd V_e devine mai mare decît ηV_b joncțiunea este polarizată direct și prin ea trece un curent mare. În acord cu figura 7.1*a*, în bară vor fi injectate goluri care se vor deplasa către baza B_2. În același

timp crește și concentrația electronilor sosiți de la bateria V_b, pentru asigurarea condiției de neutralitate. În consecință, rezistența R_{b1} se micșorează ceea ce conduce la micșorarea lui ηV_b și deci la polarizarea directă mai puternică a joncțiunii, care injectează mai multe goluri în bară ș.a.m.d. Creșterea curentului de emitor este însoțită de scăderea tensiunii de emitor și apare regiunea de rezistență negativă, așa cum se reprezintă în figura 7.2. Regiunea de rezistență negativă este delimitată de punctul de maxim și punctul de vale ale tensiunii. Parametrii caracteristici sînt: rezistența R_b dintre terminalele celor două baze ($R_b = 5 \div 10$ kΩ), raportul η care se definește la tensiunea V_p de maxim, $V_p = \eta V_b + V_d$, unde V_d este căderea de tensiune pe joncțiunea emitor; curentul de maxim I_p, curentul de vale I_v, tensiunea de maxim V_p și tensiunea de vale V_v.

Peste valoarea I_v a curentului apare regiunea de saturație. Se definește o tensiune de saturație a emitorului, $V_{E\,sat}$ (pentru $I_E = 50$ mA, $V_b = 10$ V), și un curent $I_{E\,sat} = 50$ mA. Pentru rezistența tranzistorului în regiunea de saturație se obține valoarea

$$r_{sat} = \frac{V_{E\,sat} - V_v}{50\text{ mA} - I_v} \simeq \frac{V_{E\,sat}}{50\text{ mA}}.$$

7.2. Oscilator cu TUJ

El este reprezentat în figura 7.4, avînd următoarele valori ale elementelor de circuit: $R_e = 10 \div 50$ kΩ, $C_e = 0{,}1$ μF, $V_b = 10$ V, $R_s = 10 \div 100$ Ω [2]. Funcționează astfel, cînd se închide comutatorul K capacitatea C_e se încarcă prin intermediul rezistenței R_e și tensiunea V_e crește exponențial. Cînd V_e atinge valoarea V_p, de maxim a tranzistorului, joncțiunea

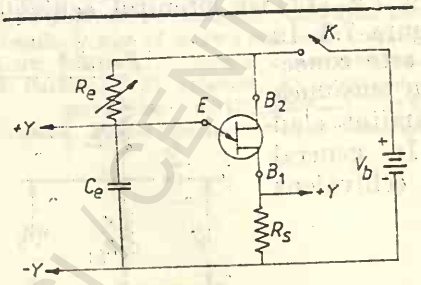


Fig. 7.4

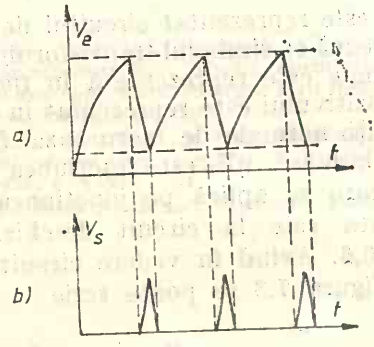


Fig. 7.5

emitor se polarizează în sens direct și tranzistorul comută în starea de conducție, în care caz apare o rezistență mică între E și B_1. În această situație capacitatea se descarcă prin $E - B_1$ și V_e descrește rapid. Cînd V_e scade sub valoarea minimă de susținere a stării de conducție, circuitul de descărcare se deschide și se repetă ciclul de încărcare a condensatorului. Forma undelor care se obțin pe capacitatea C_e este reprezentată în figura 7.5*a*, iar forma undelor de pe R_s este reprezentată în figura 7.5*b*.

Pentru ca oscilatorul să funcţioneze valorile lui R sînt limitate între două extreme $R_{e\,min}$ şi $R_{e\,max}$, date de relaţiile:

$$R_{e\,min} = \frac{V_b - V_v}{I_v} \simeq \frac{V_b}{I_v}, \tag{7.1}$$

$$R_{e\,max} = \frac{V_b - V_p}{I_p}. \tag{7.2}$$

Dacă $R_e > R_{e max}$ curentul în circuit se micşorează sub valoarea I_p de pic, necesară pentru deschiderea tranzistorului. Dacă $R_e < R_{e\,min}$ circuitul nu poate trece în starea de blocare din starea de conducţie.

$$f = 1/T = 1/C_e R_e, \tag{7.3}$$

unde T este perioada de oscilaţie şi are valori de la zecimi de milisecundă la zecimi de secundă. În figura 7.6 este reprezentat un generator de impulsuri în dinte de ferăstrău (triunghiulare, fig. 7.7). În acest caz capacitatea se încarcă la curent constant şi deci pe ea are loc o creştere liniară a tensiunii. Tensiunea pe rezistorul de încărcare a capacitorului se menţine constantă cu ajutorul diodei Zener, DZ, şi amplificatorului T_1 cu repetor pe emitor. Tranzistorul T_2 acţionează ca un generator de curent constant pentru dioda Zener pentru a-i îmbunătăţi liniaritatea. Cu ajutorul potenţiometrului de 5 kΩ se poate modifica frecvenţa de

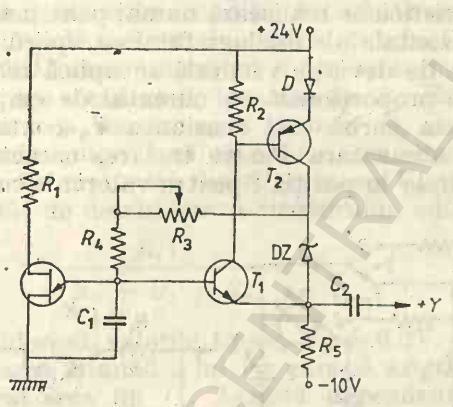


Fig. 7.6

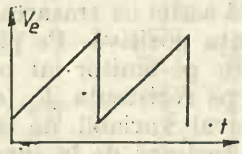


Fig. 7.7

oscilaţie pînă la 500 kHz [3]. Elementele de circuit au valorile: $R_1 = 680\ \Omega$, $R_2 = 1{,}5\ k\Omega$, $R_3 = 5\ k\Omega$, $R_4 = 1\ k\Omega$, $R_5 = 4\ k\Omega$, $C_1 = 0{,}001\ \mu F$, tranzistorul T_1: 2N3391, T_2: 2N525 şi TUJ: 2N2646, dioda D1N4154.

7.3. Model de proiectare

(a) Se dau următoarele caracteristici ale TUJ 2N2646: $R_b = 7\ k\Omega$, $I_p = 1\ \mu A$, $I_v = 6\ \mu A$, $\eta = 0{,}6$, $V_v = 0$. Să se găsească: (i) domeniul de variaţie a lui R_e pentru a se construi un oscilator; (ii) valorile maximă şi minimă ale frecvenţei de oscilaţie. Se dau $V_b = 10$ V, $C_e = 0{,}1\ \mu F$.

Efectuînd calculele rezultă:

(i) $V_P = \eta V_b + V_d = 0{,}5\text{V} + 0{,}6 \cdot 10\text{V} = 6{,}5\text{V}$, $R_{e\max} = (V_b - V_P)/I_p =$

$= (10 - 6{,}5)/10^{-6} = 3{,}5\ \text{M}\Omega$, $R_{\min} = V_b/I_v = 10/6 \cdot 10^{-3} = 1{,}66\text{k}\ \Omega$

(ii) $f_{\min} = 1/C_e R_{\max} = 1/3{,}5 \cdot 10^6 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6} = 2{,}86$ kHz

$f_{\max} = 1/C_e R_{\min} = 1/1{,}66 \cdot 10^3 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6} = 6$ kHz

(b) Să se proiecteze un oscilator care să lucreze pe frecvența $f = 200$ Hz.

Considerînd pentru R_e o valoare de 50 kΩ se găsește $C_e = 1/f \cdot R_e = 1/200 \cdot 5 \cdot 10^4 = 0{,}1$ μF. Circuitul arată ca în figura 7.4.

7.4. Trasarea caracteristicii curent-tensiune

În acest scop se utilizează circuitul din figura 7.8 [4]. Caracteristica $i_e = f(v_e)$ se trasează cînd se așază toate comutatoarele în poziția *1* în care caz se obține circuitul din figura 7.9. Tensiunea variabilă necesară pentru deviația spotului se reglează cu ajutorul autotransformatorului *T*. Dioda D scurtcircuitează intrarea TUJ-ului pentru semialternanța negativă astfel că trasarea caracteristicii se realizează numai pentru semialternanța pozitivă. Pe plăcile orizontale ale osciloscopului se aplică tensiunea de pe emitor iar pe plăcile de deviație verticală se aplică tensiunea de pe rezistența R_2 (care este proporțională cu curentul de emitor). Parametrul variabil de la curbă la curbă este tensiunea V_b continuă, care se reglează de la sursa *E* de alimentare. Pentru trasarea caracteristicii $i_{b2} = f(V_b)$ se așază comutatoarele în poziția *2* pentru valori ale curen-

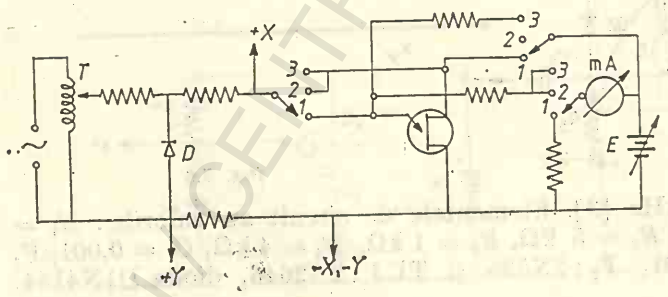


Fig. 7.8

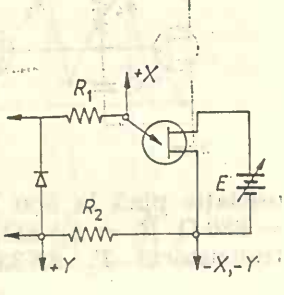


Fig. 7.9

ților de emitor 0÷5mA și în poziția *3* pentru curenți de emitor 0÷50mA, așa cum se reprezintă în figura 7.10 și, respectiv, 7.11. La plăcile verticale ale osciloscopului se aplică tensiunea de pe rezistența R_2, proporțională cu curentul bazei i_{b2}. Pentru a se evita accidentele se recomandă ca înaintea schimbării comutatoarelor autotransformatorul să fie adus în poziția zero.

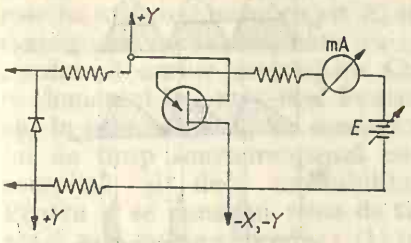


Fig. 7.10

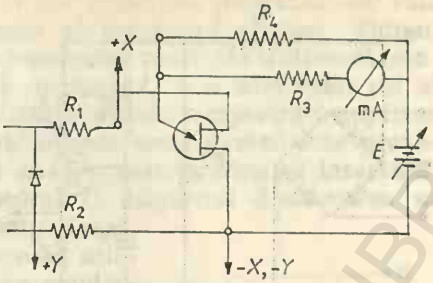


Fig. 7.11

7.5. Circuite pentru comanda tiristorilor

În figura 7.12 se reprezintă un circuit de comandă a unui tiristor, care constă dintr-un circuit de relaxare cu TUJ. Tiristorul se deschide atunci cînd tensiunea aplicată pe poarta sa (în punctul B_1) atinge valoarea de prag și aceasta se întîmplă atunci cînd se deschide TUJ-ul și deci trece un curent mare prin R_1 și apare pe acest rezistor o tensiune mare. Trebuie cunoscute valorile minime ale lui R_1 și V_1 pentru ca circuitul să funcționeze în condiții satisfăcătoare. În timpul încărcării condensatorului C_e prin TUJ trece un curent și din acest motiv apare o cădere de tensiune pe R_1. Este necesar ca tensiunea la bornele R_1 care apare în timpul încărcării condensatorului C_e să fie mai mică decît tensiunea V_p (pe poartă) de deschidere a tiristorului, adică

$$\frac{R_1 V_1}{R_b + R_1 + R_2} < V_p.$$

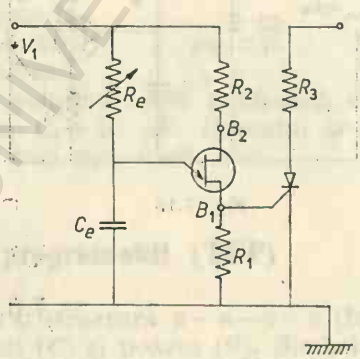


Fig. 7.12

Considerînd valorile tipice, $V_p = 0{,}2\text{V}$ și $V_1 = 20\text{V}$ se obține $R_1 < 40\Omega$. Valoarea minimă a lui V_1, care să asigure deschiderea tiristorului depinde de valoarea lui C_e. Această dependență se dă în cataloage sub forma unor diagrame. În asemenea circuite este necesar să se sincronizeze impulsurile generate de circuitul de comandă cu tensiunea alternativă care alimentează tiristorul. Un oscilator de relaxare cu TUJ poate fi sincronizat cu o frecvență externă prin aplicarea de pulsuri pozitive pe emitor sau pulsuri negative la terminalele celor două baze. Un exemplu de circuit sincronizat este reprezentat în figura 7.13. Dioda Zener DZ se utilizează pentru limitarea tensiunii dublă alternanță, redresată, la valoarea V_1, așa cum se reprezintă în figura 7.14*a*, asigurînd practic o tensiune constantă pe circuitul $C_e - R_e$. Tensiunea V_e pe emitor variază ca în figura 7.14*b* iar pulsul de ieșire V_{b1}, trigger, care comandă deschiderea tiristorului este reprezentat în figura 7.14*c*. Condensatorul se descarcă la sfîrșitul fiecărei semiperioade și circuitul de comandă este deci sincronizat pe frecvența sursei de alimentare a tiristorului. Condensatorul C_e fiind fix,

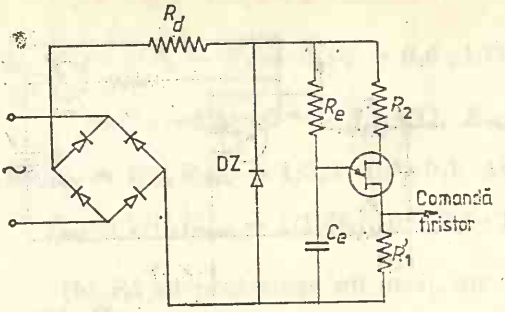


Fig. 7.13

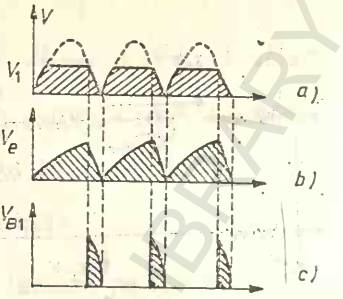


Fig. 7.14

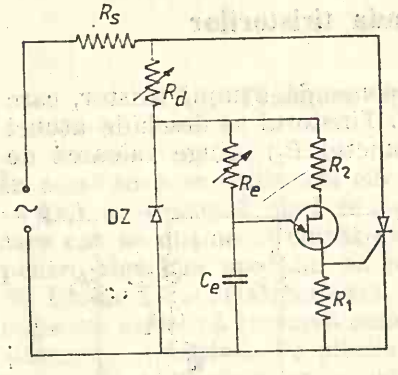


Fig. 7.15

unghiul de deschidere a tiristorului se reglează cu ajutorul rezistorului R_e. În Fig. 7.15 se reprezintă un circuit de comandă monoalternanţă. În acest caz schema nu conţine punte redresoare. Elementele de circuit au valorile R_d = =6,8kΩ (2W), R_e=100kΩ, R_1=100Ω, R_2 = 1kΩ, C_e=0,1μF, diodă Zener MZ 500—23, TUJ 2N4870, tiristor 2N 4442. Dioda DZ asigură alimentarea TUJ-ului cu o tensiune de forma celei din figura 7.14*a* în timpul semialternanţei pozitive, iar în timpul semialternanţei negative dă o tensiune foarte mică (sub 1V) pe TUJ.

7.6. Relee de timp

Un releu de timp cuprinde următoarele părţi : (1) un circuit de timp, (2) un circuit de putere, (3) un element de ieşire, care în cele mai multe cazuri este un releu electromagnetic. Releele de timp se pot realiza cu temporizare la închidere sau cu temporizare la deschidere. Un releu uzual de timp scurt cu TUJ, cu temporizare la închidere este reprezentat în figura 7.16. Temporizarea este determinată de timpul de încărcare a condensatorului C_e şi deci de constanta de timp C_eR_e. La sfîrşitul intervalului de timp (care începe prin aplicarea tensiunii de alimentare) se deschide tiristorul şi aproape întreaga tensiune de alimentare se aplică pe sarcină. Timpul de întîrziere (de la aplicarea tensiunii de alimentare pînă la apariţia tensiunii pe sarcină) este dat de expresia

$$t = R_eC_e \ln \frac{V_1 - V_v - RI_f}{V_1 - V_D - \eta V_b - RI_f},$$

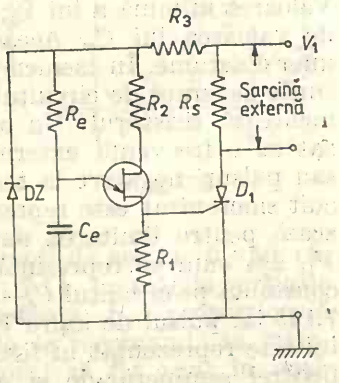


Fig. 7.16

unde V_1 este tensiunea de alimentare, V_v — tensiunea punctului de vale al TUJ-ului, V_D — potențialul de difuzie al joncțiunii emitor. Timpul este cu atît mai mare cu cît R_e și C_e au valori mai mari. Se utilizează condensatoare cu tantal, care au curentul de fugă I_f mai mic decît cel al condensatoarelor electrolitice. Circuitul poate realiza temporizări cuprinse în domeniul 0,4 ms÷60s. Pentru repetabilitatea temporizării este prevăzut în paralel cu C_e, un contact normal deschis, care la sfîrșitul intervalului de timp scurtcircuitează condensatorul C_e asigurînd descărcarea sa completă și deci repetabilitatea temporizării.

Pentru a se construi relee de timp mare se utilizează mai multe procedee: (1) încărcarea condensatorului prin curent constant, (2) procedee de testare (a tensiunii la bornele condensatorului, a tensiunii de vîrf etc.) [4]. În primul caz în locul rezistenței R_e circuitul conține un generator de curent constant (de exemplu, un tranzistor cu efect de cîmp). Ca urmare, condensatorul se încarcă la curent constant, tensiunea pe el crește liniar în timp (nu exponențial ca în cazul prezentat mai sus) și deci necesită un timp mai lung pentru încărcare. Un exemplu de releu de timp cu generator de curent constant este reprezentat în figura 7.17. Cu acest releu se obțin temporizări pînă la 10 minute. Rezistorul R_e a fost înlocuit cu un tranzistor cu efect de cîmp a cărui polarizare este controlată cu ajutorul rezistenței $R = 10$ MΩ; capacitatea $C_e = 10$ μF. Curentul constant de încărcare a condensatorului este mai mic decît 1μA.

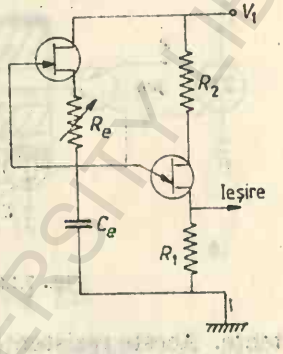


Fig. 7.17

7.7. Tranzistorul unijoncțiune programabil (TUP)

Tranzistorul unijoncțiune programabil este o structură $p-n-p-n$ (fig. 7.18*a*) cu trei electrozi: anodul (A), catodul (C) și poarta (G). Simbolul în circuit este reprezentat în figura 7.18*b*. Structura este asemănătoare

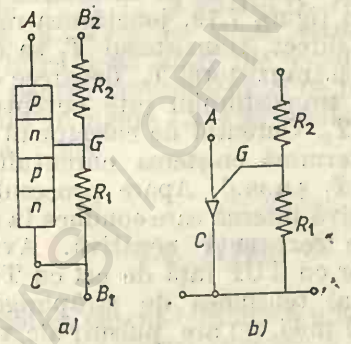


Fig. 7.18

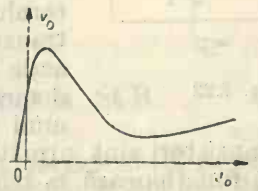


Fig. 7.19

cu a tiristorului cu deosebirea că pe cînd în tiristor (SCR) ca electrod de comandă (poartă) servește stratul p apropiat de catod, la TUP ca electrod de comandă servește stratul n apropiat de anod.

Caracteristica $I-V$ a TUP (fig. 7.19) este asemănătoare cu a TUJ-ului. Anodul TUP corespunde emitorului TUJ-ului, iar catodul corespunde bazei B_1. Deschiderea dispozitivului și fenomenului de rezistență negativă se explică prin reacția regenerativă internă caracteristică structurilor $p-n-p-n$ [1].

I se spune programabil deoarece tensiunea de comandă este programabilă, valoarea ei stabilindu-se cu ajutorul unei rețele externe de rezis-

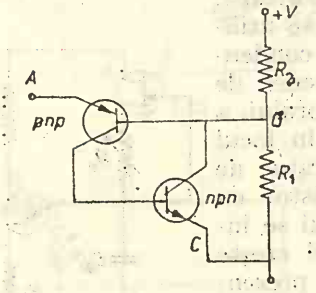


Fig. 7.20

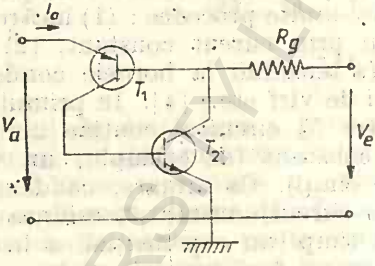


Fig. 7.21

tențe. Aceste rezistențe externe, R_1 și R_2, sînt reprezentate în figura 7.18*b*; ele joacă rolul rezistențelor interne R_1 și R_2 de la TUJ. Structura TUP este analogă cu cea a doi tranzistori conectați ca în figura 7.20. Substituind circuitul $+V$, R_1, R_2 cu un generator de tensiune electromotoare V_e și rezistența internă R_g, conform cu teorema lui Thevenin, circuitul din figura 7.20 capătă forma din figura 7.21, unde

$$V_e = \frac{R_1 V}{R_1 + R_2}, \qquad R_g = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

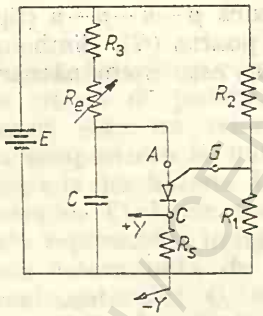


Fig. 7.22

Pentru valori ale lui V_A mai mici decît V_e joncțiunea emitor-bază a tranzistorului T_1 este polarizată invers și acesta este blocat. Cînd V_A atinge valoarea V_P, de maxim de pe caracteristica $I-V$ reprezentată în figura 7.19, joncțiunea respectivă se polarizează direct, tranzistorul T_1 se deschide și se deschide și tranzistorul T_2, deoarece curentul de colector al tranzistorului este curentul bazei tranzistorului T_2. Curentul de colector al tranzistorului T_2 determină creșterea curentului bazei tranzistorului T_1 ș.a.m.d. Apare procesul de reacție regenerativă internă care conduce la apariția domeniului de rezistență negativă. Avantajele unui comutator cu TUP față de cel cu TUJ sau cu doi tranzistori sînt următoarele: (a) tensiunea de străpungere mai mare, (b) funcționează la tensiuni mai mici, (c) are pulsuri ale tensiunii de ieșire de valoare mai mare, (d) are tensiunea de comandă programabilă (e) are cost scăzut și dimensiuni mici.

Un oscilator cu TUP este reprezentat în figura 7.22. Elementele de circuit au următoarele valori: $R_1 = 27\text{k}\Omega$, $R_2 = 16\text{k}\Omega$. $R_s = 22\Omega$, $R_A = 10\text{M}\Omega$, $R_3 = 220\Omega$, $C = 0{,}01\mu\text{F}$, $E = 20\text{V}$.

7.8. Clasificarea tiristorilor

Tiristorul [1] este o structură care se utilizează în special ca dispozitiv de comutare la curenți mari (pînă la cîteva sute de amperi). Există următoarele trei tipuri de tiristoare cunoscute pînă în prezent: redresorul controlabil din siliciu (SCR), triacul și diacul. Structura SCR este reprezentată în figura 7.23*a* iar simbolul utilizat în circuit este reprezentat în figura

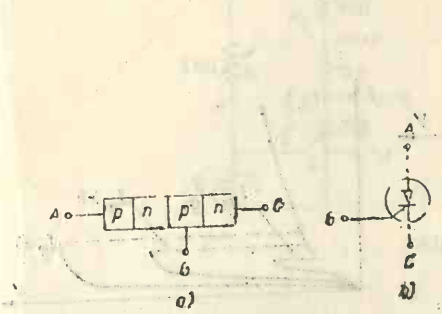


Fig. 7.23

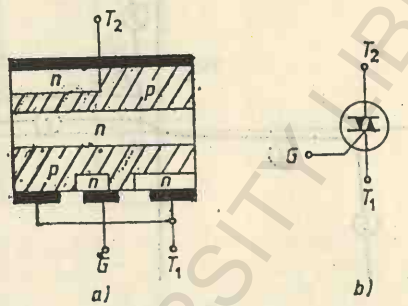


Fig. 7.24

7.23*b*. Cele trei terminale ale tiristorului (SCR) sînt: anodul (A), catodul (C) și poarta (G). SCR conduce curentul electric numai într-un sens, de la anod la catod și poate comuta din starea de blocare în starea de conducție prin aplicarea unui plus pozitiv pe poartă. Triacul face parte din aceeași familie cu tiristorul însă este un dispozitiv care poate conduce curentul electric în ambele sensuri și poate comuta din starea de blocare în starea de conducție la aplicarea unui puls pe poartă de orice semn (pozitiv sau negativ).

Structura unui triac este reprezentată în figura 7.24*a* iar simbolul utilizat în circuit este reprezentat în figura 7.24*b*. Triacul poate fi considerat ca doi SCR conectați în paralel și orientați în sens invers. El are trei electrozi: două terminale T_1 și T_2 și poarta G. Diacul este o structură $p-n-p$ cu două terminale, care comută între două stări (de conducție și de blocare) pentru ambele sensuri de polarizare. Structura diacului este reprezentată în figura 7.25*a* iar simbolul utilizat în circuit este reprezentat în figura 7.25*b*.

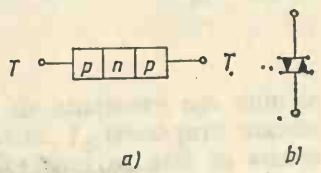


Fig. 7.25

7.9. Modul de funcționare a SCR

Caracteristica curent-tensiune a unui SCR este reprezentată în figura 7.26. În sens direct caracteristica $I-V$ are trei regiuni distincte. Regiunea *1* este regiunea în care dispozitivul este în stare de blocare, prezentînd o impedanță mare (poziția NU). Regiunea *2* este regiunea de rezistență negativă iar regiunea *3* este regiunea de impedanță mică, în care dispozitivul se află în stare de conducție (poziția DA). La polarizare directă dispoziti-

vul poate fi comutat din starea de conducție în starea de blocare și invers, funcționînd ca un comutator. În punctul A se definește tensiunea V_0 și curentul I_C de comutare iar în punctul B se definesc tensiunea V_s și curentul I, de susținere. În sens invers caracteristica curent-tensiune arată ca la o joncțiune obișnuită : o regiune de blocare (*4*) și o regiune de străpungere (*5*).

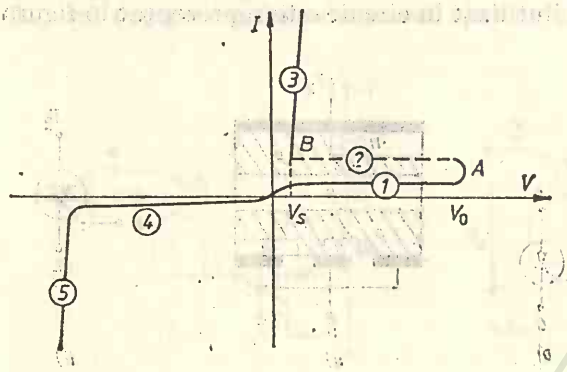


Fig. 7.26

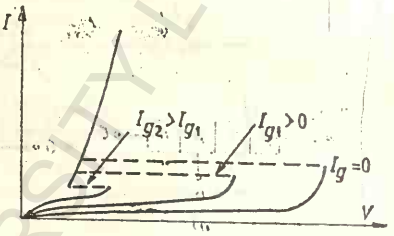


Fig. 7.27

Așa cum se reprezintă în figura 7.27, creșterea curentului I_g de poartă conduce la scăderea tensiunii V_0 de comutare. Ridicarea punct cu punct a caracteristicii I-V se face folosind circuitul din figura 7.28. E_A este sursa de alimentare dintre anod și catod iar E_G este sursa de alimentare între grilă și catod. Dioda D din circuit împiedică polarizarea negativă a porții. Se trasează caracteristica $I_A = f(V_{AC})$ pentru I_G ca parametru. Pentru trasarea la osciloscraf a caracteristicii $I_A = f(U_{AC})$ se utilizează circuitul

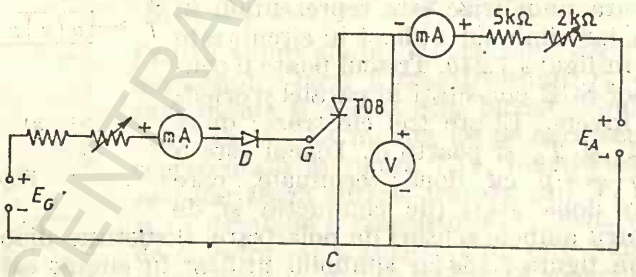


Fig. 7.28

din figura 7.29. Tensiunea de pe rezistența de 10 Ω (proporțională cu I_A) se aplică pe plăcile verticale ale osciloscrafului iar tensiunea de pe tiristor, dintre anod și catod, se aplică pe plăcile orizontale. Pentru a vizualiza la osciloscraf $I_A = f(t)$ se aplică pe plăcile verticale tensiunea de pe rezistența de 10Ω și se comută osciloscraful pe starea de baleiaj. În timpul semialternanței pozitive curentul I_A în funcție de ωt arată ca în figura 7.30*a*. Pentru a se vizualiza la osciloscraf caracteristica $V_{AC} = f(t)$, se aplică pe plăcile verticale ale acestuia tensiunea U_{AC} culeasă între punctele A și C. Tensiunea $V_{AC} = f(\omega t)$ este reprezentată în figura 7.30*b*. Se vizualizează apoi la osciloscraf tensiunea de grilă $V_G = f(\omega t)$, culeasă între grila

G și catodul C. Tensiunea $V_G = f(\omega t)$ este reprezentată în figura 7.30*c*. Se observă din figura 7.30*a* că curentul anodic apare de la o anumită valoare a lui $\omega t = \varphi$. Unghiul φ se numește unghi de deschidere. În figura 7.30*d* este reprezentată semialternanța tensiunii de alimentare $E = E_0 \sin \omega t$. Unghiul φ este unghiul pentru care $E_0 \sin \varphi = V_0$ = tensiunea de comutare. În figura 7.30*d* această valoare este notată cu punctul *1*. În

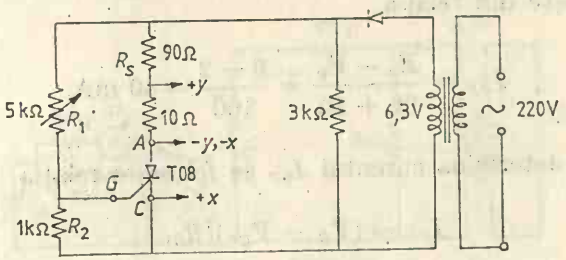


Fig. 7.29

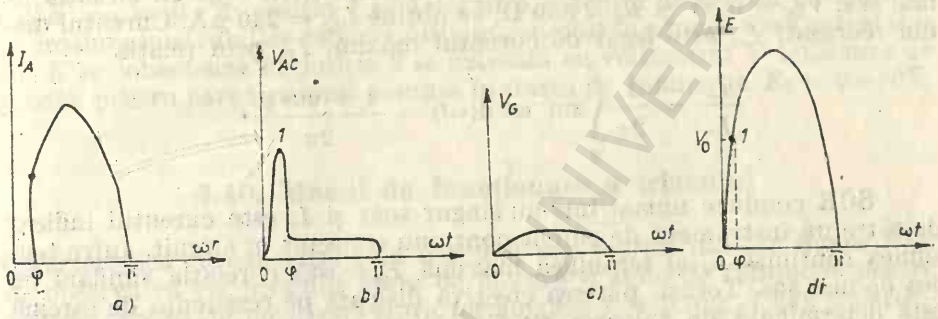


Fig. 7.30

acest moment tensiunea U_{AC} scade la valoarea de susținere așa cum se reprezintă în figura 7.30*b*. Cînd E trece prin maxim, I_A trece prin maxim și cînd E scade la zero și I_A scade la zero. Tiristorul se află în starea de conducție între unghiul φ și unghiul π. Timpul t_c în care tiristorul se află în starea de conducție este dat de expresia

$$t_c = \frac{\pi - \varphi}{\pi} \cdot \frac{T}{2},$$

unde T este perioada tensiunii alternative aplicate. Ne propunem acum să evaluăm pentru circuitul din figura 7.29 următoarele mărimi: (1) unghiul de deschidere și timpul de conducție, (2) curentul anodic maxim I_{AP} și curentul maxim de poartă, I_{GP}. Presupunem că tensiunea alternativă aplicată are amplitudinea $E_0 = 6$V, că tensiunea de comutare $V_0 = 2V$, pentru o tensiune de grilă de prag $V_{GP} = 0{,}4$V. Tensiunea pe poartă

$$V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E.$$

Deci

$$V_G = \frac{1}{1+5}(6 \sin 2\pi \cdot 50t) = 1 \sin \omega t.$$

Comutarea apare pentru $V_G = V_{GP} = 0{,}5\text{V}$, de unde rezultă sin $\omega t = 0{,}5$ și $\varphi = \omega t = \pi/6 = 30°$. Timpul $t_c = (1/30)\text{s}$. Curentul anodic maxim se găsește din relația

$$I_{AP} = \frac{E_0 - V_0}{90 + 10} = \frac{6-2}{100} = 40 \text{ mA}.$$

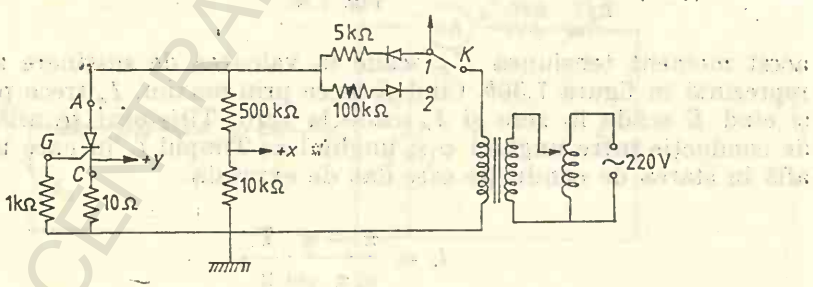
Pentru a determina curentul I_{GP} se folosește relația

$$I_{GP} = (V_G - V_{GC})/R_G,$$

unde V_{GC} este valoarea tensiunii de poartă în timpul cît tiristorul se află în starea de conducție. V_{GC} este ceva mai mare decît V_{GP}. În situația de mai sus, $V_{GC} = 0{,}8\text{V}$ și $R_G = 830\ \Omega$, se obține $I_{GP} = 240\ \mu\text{A}$. Curentul mediu redresat, I_c, este legat de curentul maxim, I_P, prin relația

$$\frac{I_c}{I_P} = \frac{1}{2\pi}\int_{\varphi}^{\pi} \sin \omega t \, \mathrm{d}(\omega t) = \frac{1 + \cos\varphi}{2\pi}.$$

SCR conduce numai într-un singur sens și I_c este curentul indicat de către un instrument de curent continuu conectat în circuit. Între tensiunea continuă E_c și tensiunea maximă E_p există o relație similară cu cea de mai sus. Totuși, puterea efectivă disipată pe rezistența de sarcină este determinată de valoarea medie pătratică a curentului, I_{ef}, sau de



F8g. 7.31

valoarea medie pătratică a tensiunii E_{ef}. Aceasta din urmă este legată de E_P prin relația

$$\frac{E_{ef}}{E_P} = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{\varphi}^{\pi} \sin^2 \omega t \ \mathrm{d}(\omega t)\right]^{1/2} = \left[\frac{2(\pi - \varphi) + \sin 2\varphi}{8\pi}\right]^{1/2}$$

și puterea disipată pe rezistența de sarcină R_r este E_{ef}^2/R_s.

În figura 7.31 este prezentat circuitul folosit pentru măsurarea tensiunii de comutare, V_0, la polarizare directă și a tensiunii de străpungere

la polarizare inversă. La polarizare directă comutatorul K se trece în poziția *1* iar la polarizare inversă se trece în poziția *2*. (Se face vizualizarea la osciloscraf.)

În figura 7.32 este reprezentat circuitul pentru măsurarea tensiunii de poartă, minimă, și curentului de poartă minim necesare pentru comanda tiristorului din starea de blocare în starea de conducție. Cînd comutato-

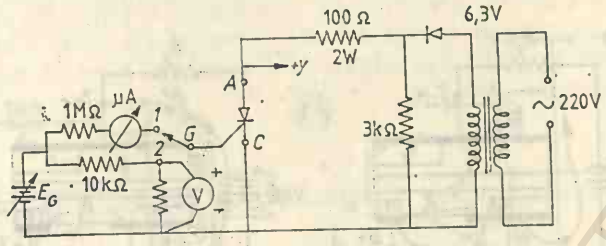


Fig. 7.32

rul K se găsește în poziția *1* se determină curentul de poartă cu ajutorul microampermetrului de curent continuu conectat în circuit. Cînd comutatorul K se conectează în poziția *2* se măsoară cu voltmetrul V tensiunea de poartă pentru care tiristorul comută în starea de conducție $E_G = 0 \div 30$V.

7.10. Modul de funcționare a triacului

Caracteristica curent-tensiune a triacului este reprezentată în figura 7.33. Se observă că ea prezintă stare de blocare și stare de conducție pentru ambele sensuri de polarizare între terminalele *1* și *2* (fig. 7.24). Polarizarea pozitivă sau negativă este definită de polarizarea terminalei T_2 față de terminala T_1. Cînd terminala T_2 este pozitivă în raport cu terminala T_1, triacul este polarizat pozitiv și funcționează în primul cadran al caracteristicii I-V. Cînd terminala T_2 este negativă în raport cu terminala T_1, triacul este polarizat negativ și funcționează în cadranul III al caracteristicii I-V. Există, ca și la SCR, o tensiune minimă, V_0, de comutare a triacului, aplicată între terminalele T_1 și T_2 care poate fi micșorată prin aplicarea pe poartă a unui puls pozitiv sau negativ, de comandă. Se deosebește de SCR, unde comanda se poate face numai prin aplicarea unui puls pozitiv pe poartă, prin faptul că la triac comanda se poate face prin aplicarea pe poartă a unui puls fie pozitiv, fie negativ. Semnul polarității porții se ia în raport cu terminala T_1.

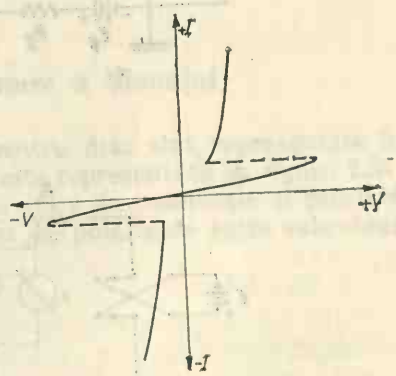


Fig. 7.33

Cele patru moduri de comandă a tiristorului sînt prezentate în figura 7.34. În figura 7.34*a* triacul și poarta sînt polarizate pozitiv (T_2^+, G^+), în figura 7.34*b* triacul este polarizat pozitiv și poarta este polarizată negativ

(T_2^+, G^-), în figura 7.34 *c* triacul este polarizat negativ și poarta este polarizată pozitiv (T_2^-, G^+), în figura 7.34*d* triacul este polarizat negativ și poarta este polarizată negativ (T_2^-, G^-).

În figura 7.35 este reprezentat circuitul pentru ridicarea punct cu punct a caracteristicii *I-V* a triacului și determinarea tensiunii de poartă, de prag, V_{GP} și a curentului de poartă, de prag, I_{GP}, la care triacul comută. Cu ajutorul comutatoarelor de la bateriile de alimentare se polarizează

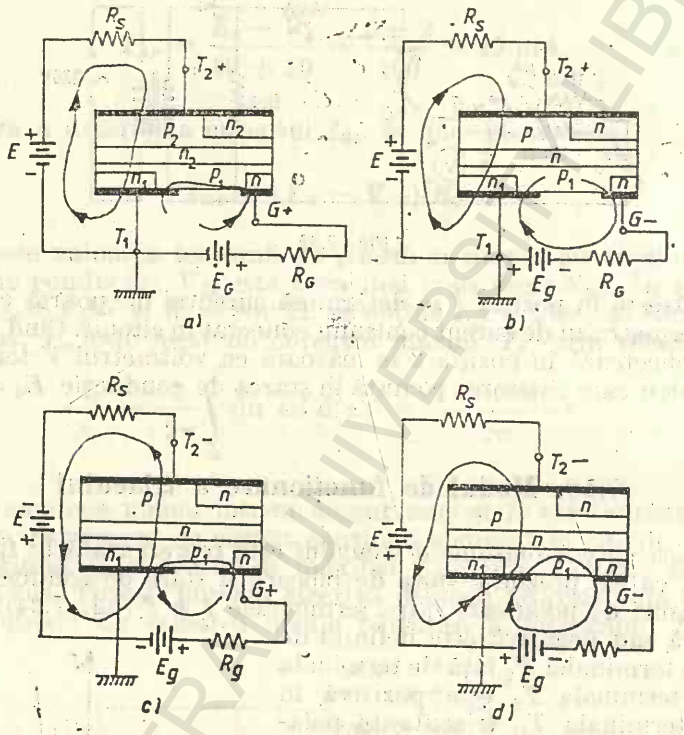


Fig. 7.34

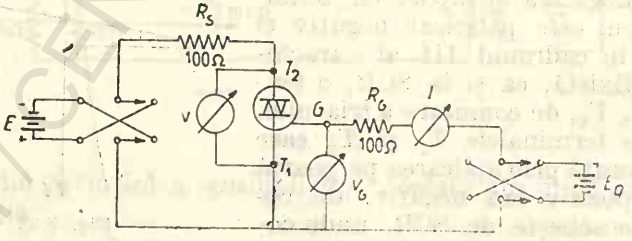


Fig. 7.35

T_2 și, respectiv, G în raport cu T_1, conform cu fiecare din cele patru circuite reprezentate în figura 7.34. Valorile de prag sînt cele pentru care tensiunea între T_1 și T_2 scade brusc la o valoare mică în comparație cu valoarea dinainte de comutare. La început, cu creșterea tensiunii de alimentare,

E_g, tensiunea V_G pe poartă și curentul I_G de poartă, cresc brusc. V_G crește mai încet cînd se apropie de valoarea V_{GP} de prag în timp ce I_G continuă să crească brusc. Acest efect se datorează faptului că rezistența stratului p_1 (fig. 7.34) șuntează joncțiunea p_1n_1. Caracteristica $I_G=f(U_G)$ se trasează la osciloscop utilizînd circuitul din figura 7.36 [2]. Terminalele T_1 și T_2 se conectează la secundarul unui transformator. Poarta se alimentează de la un secundar adițional, conexiunile realizîndu-se după

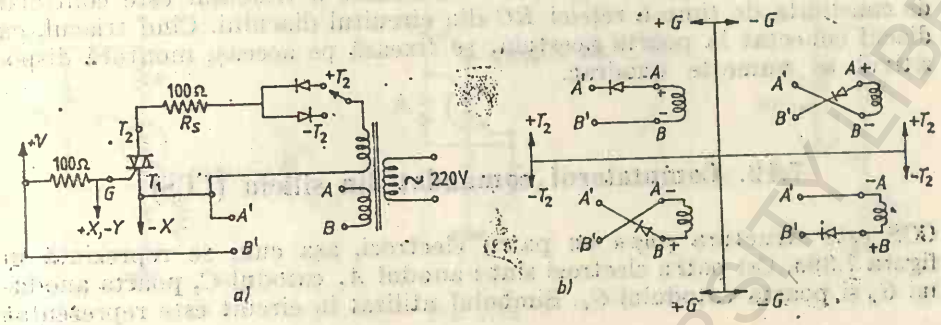


Fig. 7.36

cum se reprezintă în figura 7.36. La valorile de prag $I_G = f(U_G)$ își schimbă panta. Pentru trasarea caracteristicii $I_T=f(U_T)$, adică a curentului între terminalele T_1 și T_2 în funcție de tensiunea dintre acestea, se aplică pe plăcile verticale ale osciloscopului tensiunea culeasă pe rezistența R_s de sarcină (fig. 7.36) iar pe plăcile orizontale se aplică tensiunea culeasă între T_1 și T_2. Se lasă apoi poarta în gol (se întrerupe circuitul de poartă) și se determină V_0 la care triacul comută fără tensiune aplicată pe poartă.

7.11. Modul de funcționare a diacului

Structura și simbolul folosit în circuit pentru diac sînt reprezentate în figura 7.25. Caracteristica I-V a diacului este reprezentată în figura 7.37. El are două stări, o stare de blocare și o stare de conducție și prezintă rezistență negativă pentru ambele sensuri de polarizare între cele două

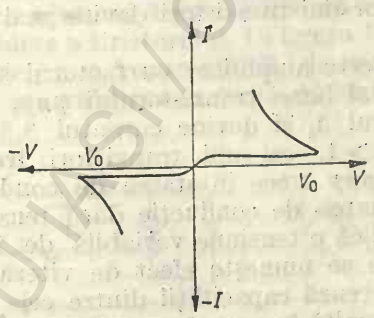


Fig. 7.37

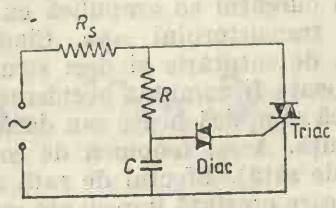


Fig. 7.38

terminale. Caracteristica *I-V* este simetrică. Dispozitivul funcţionează pe principiul ionizării prin ciocnire cu multiplicare în avalanşă. Spre deosebire de tranzistorul bipolar cu joncţiuni cele două regiuni de tip *p* ale diacului au concentraţii egale de dopaj. Diacul se utilizează în circuit împreună cu triacul pentru comanda porţii acestuia din urmă. Un exemplu este reprezentat în figura 7.38. Cînd tensiunea de pe capacitatea *C* atinge valoarea V_0, de comutare a diacului, acesta alimentează poarta triacului, care comută. Unghiul de deschidere a triacului este controlat de constanta de timp a reţelei *RC* din circuitul diacului. Cînd triacul, cu diacul conectat la poarta acestuia, se fixează pe aceeaşi montură dispozitivul se numeşte quadrac.

7.12. Comutatorul comandat din siliciu (CCS)

CCS este structura *pnpn* cu patru electrozi, aşa cum se reprezintă în figura 7.39*a*. Cei patru electrozi sînt : anodul *A*, catodul *C*, poarta anodului G_A şi poarta catodului G_C. Simbolul utilizat în circuit este reprezentat

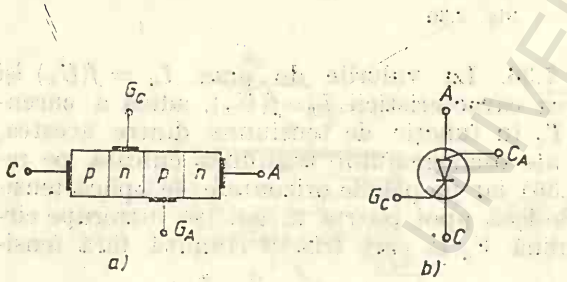


Fig. 7.39

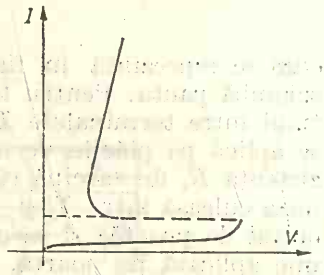


Fig. 7.40

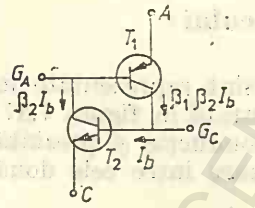


Fig. 7.41

în figura 7.39*b*. Caracteristica *I-V* a CCS (fig. 7.40) este similară cu cea a SCR. CCS poate fi echivalat cu un circuit format din doi tranzistori, aşa cum se reprezintă în figura 7.41 : un tranzistor *pnp* (T_1) şi un tranzistor *npn* (T_2), conectaţi unul cu baza la colectorul celuilalt. Dispozitivul comută în starea de conducţie atunci cînd produsul dintre coeficienţii de amplificare ai celor doi tranzistori devine mai mare decît unitatea.

În tranzistorul *npn* curentul I_b este amplificat cu factorul său β_2 de amplificare şi devine curentul $\beta_2 I_b$ al bazei tranzistorului *pnp*, iar în acesta curentul se amplifică cu factorul β_1 şi devine curentul $\beta_1\beta_2 I_b$ al bazei tranzistorului *npn*. Cînd $\beta_1\beta_2 > 1$, cei doi tranzistori trec în starea de saturaţie şi deci structura *pnp* trece în starea de conducţie. CCS poate fi comutat accidental în starea de conducţie dacă tensiunea anodică se aplică brusc sau dacă se aplică o tensiune variabilă de înaltă frecvenţă. Acest fenomen de comutare se numeşte efect de viteză (sau efect de rată). Efectul de rată se datorează capacităţii dintre cele două punţi care prezintă impedanţă mică la înaltă frecvenţă, ceea ce determină creşterea curentului de poartă la o valoare la care poate comuta CCS.

Comutatorul comandat din siliciu poate fi trecut în starea de conducție prin aplicarea unui puls pozitiv pe poarta catodului (fig. 7.42*a*) sau prin aplicarea unui puls negativ pe poarta anodului. Acest mod de comutare este legat de polarizarea directă a joncțiunii emitor-bază a unuia din cei doi tranzistori T_1 și T_2 (fig. —7.41).

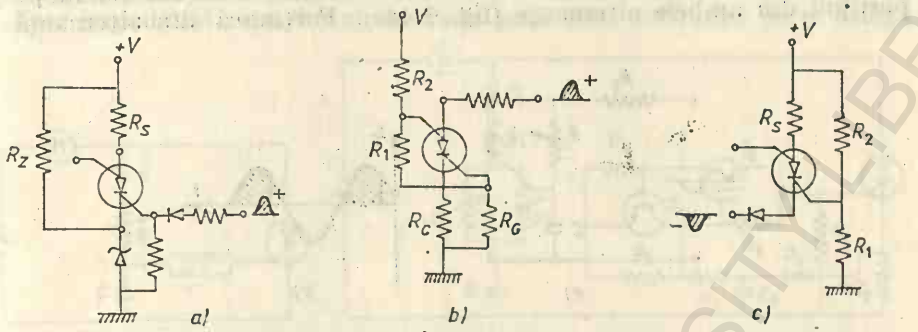


Fig. 7.42

În figura 7.42*a* se utilizează în circuit o diodă Zener pentru limitarea tensiunii de prag. Comutarea în starea de conducție se mai poate face prin aplicarea unui puls pozitiv pe anod (fig. 7.42*b*) și a unui puls negativ pe catod (fig. 7.42*c*). CCS poate fi comandat din starea de conducție în starea de blocare prin aplicarea unui puls negativ pe poarta catodului (fig. 7.43*a*) sau prin aplicarea unui puls pozitiv pe poarta anodului (fig. 7.43*b*). Aceasta înseamnă de fapt polarizarea în sens invers a joncțiunii emitor-bază a unuia din cei doi tranzistori.

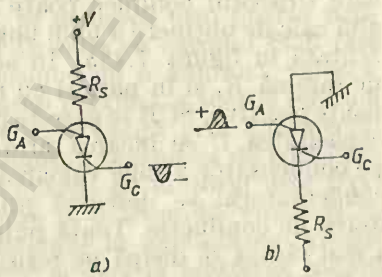


Fig. 7.43

7.13. Controlul unghiului de fază cu ajutorul tiristorului

Puterea alternativă dezvoltată pe o sarcină R_s din circuit poate fi controlată cu ajutorul unui SCR sau a unui triac prin ajustarea unghiului de deschidere a tiristorului. În figura 7.44 *a* este reprezentat un tiristor (SCR) în serie cu o rezistență R_s de sarcină. Cînd rezistența R din circuitul porții are valoarea maximă, tiristorul se află în starea de blocare și prin

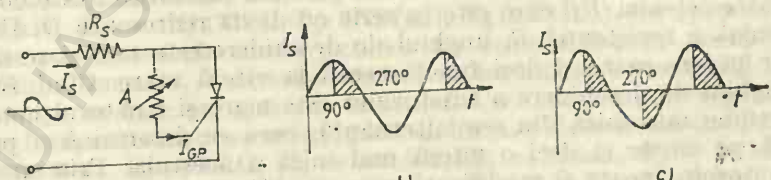


Fig. 7.44

rezistența de sarcină nu trece curent. Cu micșorarea lui R se ajunge la o valoare pentru care tiristorul comută în starea de conducție pentru unghiul de deschidere egal cu 90°. Astfel, pe rezistența de sarcină se dezvoltă putere numai într-un sfert de perioadă din semialternanța pozitivă a tensiunii alternative aplicată la intrare (porțiunile haşurate din figura 7.44*b*). Dacă în loc de SCR se utilizează un triac se obține conducție pe porțiuni din ambele alternanțe (fig. 7.44*c*). Porțiunea din alternanță în

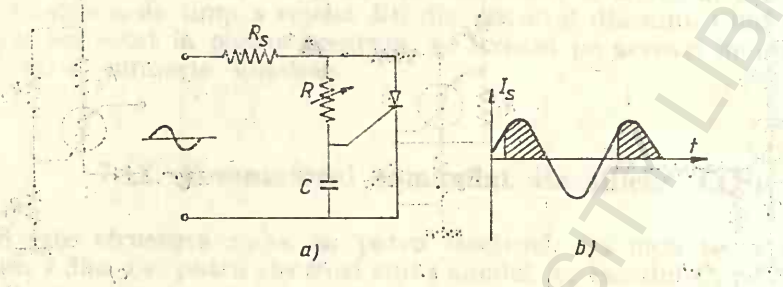


Fig. 7.45

care tiristorul conduce poate fi mărită prin micșorarea rezistenței R. O altă cale de obținere a unui unghi de conducție mai mare de 90° este reprezentată în figura 7.45*a*. În acest circuit SCR este în serie cu rezistența de sarcină R_s și în paralel cu rețeaua RC. La începutul fiecărei semialternanțe pozitive, SCR se găsește în starea de blocare și cu creșterea tensiunii capacitatea C se încarcă prin intermediul rezistenței R. Cînd tensiunea pe condensator atinge valoarea tensiunii de prag pentru deschiderea SCR, condensatorul se descarcă prin poarta tiristorului și acesta comută în starea de conducție. Toată puterea din porțiunea din semialternanță care a mai rămas se disipă pe rezistența de sarcină. Cu scăderea rezistenței R (care este un potențiometru) condensatorul se încarcă într-un timp mai scurt, unghiul de deschidere a tiristorului se micșorează și crește tensiunea alternativă care se disipă pe rezistența de sarcină. În locul unui SCR se poate folosi un triac, așa cum se reprezintă în figura 7.38.

Prin urmare, tiristorul se poate utiliza pentru comanda valorii puterii alternative pe rezistența de sarcină.

7.14. Controlul vitezei unui motor

SCR și triacul pot fi folosiți pentru comanda vitezei unui motor de curent continuu sau de curent alternativ. Principiul acestei comenzi este reprezentat în figura 7.46 [5]. Unghiul de deschidere a tiristorului este comandat de către rețeaua RC care este în serie cu dioda redresoare D. Pentru valoare mică a rezistenței R, unghiul de deschidere este mic și se aplică pe motor putere mare și deci funcționează la viteză mare. Cînd R este mare, unghiul de deschidere a tiristorului este mare și tiristorul conduce pe o porțiune mai mică din semialternanță, ceea ce determină o putere mai mică pe motor și deci o viteză mai mică a acestuia. Prin urmare, viteza motorului poate fi modificată prin modificarea rezistenței R. DT este un dispozitiv de comandă (trigger).

În figura 7.47 este reprezentat un asemenea exemplu care susține curenți pînă la 3 A. Rezistențele R_2 și R_3 se ajustează la asemenea valori încît pentru valoarea maximă a lui R_3 viteza motorului să fie aproape zero. Rezistența R_1 se utilizează pentru a limita curentul de încărcare a condensatorului C_1 la o valoare de siguranță, cînd R_3 este egal cu zero. Rețeaua de comandă (trigerare) este alcătuită din doi tranzistori, T_1 și T_2, a căror impedanță este destul de mare pînă cînd tensiunea pe ei atinge

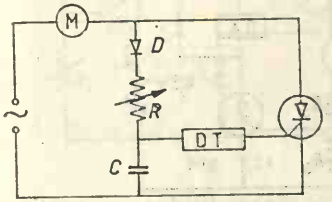


Fig. 7.46

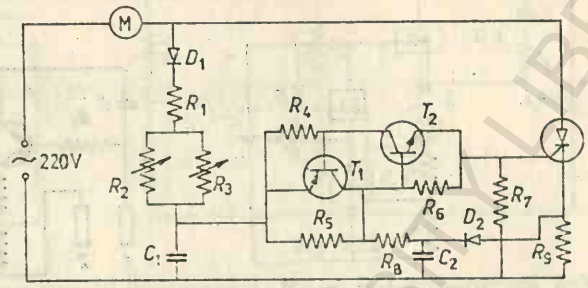


Fig. 7.47

aproximativ 7 V. De la această valoare a tensiunii tranzistorii comută în starea de conducție, de impedanță mică, și C_1 se descarcă prin poarta tiristorului care comută în starea de conducție. În serie cu catodul SCR este conectată rezistența R_9 pe care cade o tensiune de o anumită valoare, cînd acesta conduce. C_2 se încarcă la valoarea maximă a acestei tensiuni prin intermediul diodei D_2. Tensiunea de pe C_2 se aplică prin intermediul rezistenței R_8 pe baza tranzistorului T_2, micșorînd tensiunea de comutare a sistemului celor doi tranzistori. Să presupunem că motorul este fixat prin intermediul rezistenței R_3 să funcționeze la o anumită viteză și că sarcina motorului crește brusc. Aceasta conduce la micșorarea vitezei motorului, la creșterea curentului prin motor și deci la creșterea căderii de tensiune pe R_9. Ca urmare, crește tensiunea pe C_2 și scade tensiunea de deschidere a tranzistorilor T_1-T_2 și deci scade unghiul de deschidere a tiristorului, ceea ce conduce la creșterea puterii de alimentare a motorului și în consecință a vitezei acestuia la valoarea sa inițială. Se autoreglează în acest mod viteza motorului. Elementele din circuitul din figura 7.47 sînt : SCR (2N3525), D_1 (1N4004), D_2 (IN 4001), $C_1 = 1$ μF (15V), $C_2 = 2$ μF (15V), $R_1 = 1$ kΩ, $R_2 = 2$MΩ, $R_3 = 200$ kΩ, $R_4 = 470$ Ω, $R_5 = 1$ kΩ, $R_6 = 12$ kΩ, $R_7 = 470$ kΩ, $R_8 = 5{,}6$ kΩ, $R_9 = 1$ Ω (5W), T_1 (2N3702), T_2 (2N3704). Cu ajutorul tiristorului se poate controla numai puterea pe semialternanța pozitivă a curentului alternativ. Comanda vitezei motorului prin controlul ambelor alternanțe se face cu ajutorul triacului. Un exemplu este reprezentat în figura 7.48, care susține curenți pînă la 10 A. Elementele de circuit sînt următoarele : $R_1 = 5$ kΩ, $R_2 = 500$ kΩ, $R_3 = 15$ kΩ, $R_4 = 50$ kΩ, $R_5 = 100$ Ω, $C_1 = 0{,}1$ μF (400 V), $C_2 = 0{,}01$ μF (50 V), $C_3 = 0{,}1$ μF (400 V), un triac IRT84 și un diac ST2.

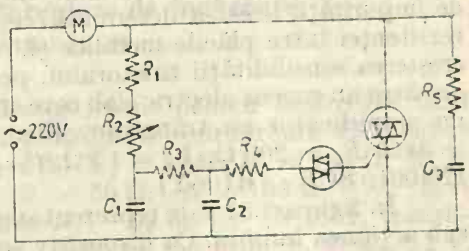


Fig. 7.48

7.15. Circuite de alarmă

Circuitele de alarmă se utilizează atît în industrie cît și în locuințe. Ca dispozitive de alarmă se utilizează sonerii sau sirene care să funcționeze într-un circuit prin care trece un curent mai mic decît 2A. Circuitul trebuie să funcționeze la o baterie care să aibă tensiunea electromotoare cu aproximativ 1,5 V mai mare decît tensiunea la care funcționează dispozitivul

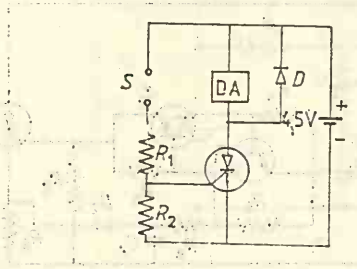


Fig. 7.49

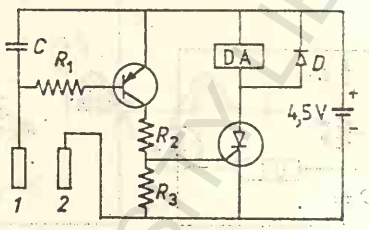


Fig. 7.50

de alarmă. Circuitele de alarmă pot funcționa în mai multe moduri: (1) prin contact, (2) în apă sau flux de gaz ori lichid, (3) sub acțiunea luminii, (4) sub acțiunea temperaturii etc.

Un circuit de alarmă care funcționează prin contact (apăsare) este reprezentat în figura 7.49. Cînd alarma nu funcționează, prin circuit trece un curent de 0,1 μA, astfel că se consumă puțină energie de la bateria de alimentare. Cînd întrerupătorul S se află în poziția închis (la deschiderea unei uși, a unei ferestre, sau la apăsarea cu un obiect greu) este alimentată poarta tiristorului care se deschide, prin dispozitivul de alarmă trece curent și acesta intră în funcțiune. Elementele de circuit au valorile $R_1 = 1$ kΩ, $R_2 = 1$kΩ, D 1N4001, SCR : IR 106 Y1, DA este dispozitivul de alarmă. Un sistem de alarmă acționat de apă sau de un curent de gaz sau de lichid este reprezentat în figura 7.50. Două plăci metalice *1* și *2* sînt introduse în apă sau în fluxul de fluid. Cînd, de exemplu, în apă crește concentrația de impurități, acestea determină creșterea conductivității apei, micșorarea rezistenței între plăcile metalice și, deci, deschiderea tiristorului. Pentru creșterea sensibilității tiristorului, pentru ca acesta să poată fi comandat de către un curent electric slab care trece între plăcile metalice, se utilizează un amplificator cu tranzistor. Elementele circuitului au valorile: $R_1 =$ $= 3$kΩ, $R_2 = 200$ Ω, $R_3 = 1$ kΩ, $C = 0{,}05$ μF, tranzistorul 2N3702, dioda 1N4001, SCR : IR106Y1.

În figura 7.51 este reprezentat un circuit de alarmă care funcționează sub acțiunea luminii. Ca dispozitiv sensibil la lumină se poate utiliza orice fotodetector. La întuneric fotodetectorul are rezistență mare astfel că pe poarta tiristorului tensiunea are valoarea zero. Cînd fotodetectorul este iluminat rezistența sa scade, crește tensiunea pe poarta tiristorului și acesta trece în starea de conducție. Acționarea porții tiristorului se face prin intermediul unui repetor pe emitor. Circuitul din figura 7.51 funcționează atunci cînd sub acțiunea luminii rezistența fotodetectorului scade sub 200 kΩ. Dacă fotodetectorul are sensibilitate mare și rezistența sa scade sub 10 kΩ sub acțiunea luminii, nu mai este nevoie în circuit de repetorul pe emitor. Butonul S se utilizează pentru revenirea circuitului la starea inițială. Elementele de circuit sînt următoarele: $R_1 = 500$ Ω,

$R_2 = R_3 = 1$ kΩ, $R_4 = 500$ Ω, dioda 1N 4001, tranzistorul 2N2926, SCRIR106Y1.

În figura 7.52 este reprezentat un circuit de alarmă acționat de temperatură. Ca sensor de temperatură se utilizează un termistor (TM) care este conectat în brațul unei punți Wheatstone; în celelalte brațe ale punții sînt conectate rezistențele R_1, R_2 și R_3. Ca detector al echilibrului punții se folosește un tranzistor (T) care comandă poarta tiristorului.

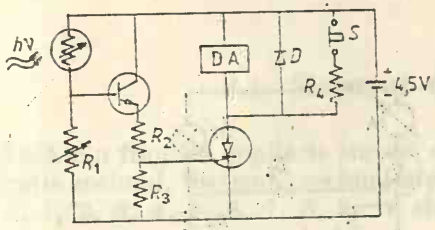


Fig. 7.51

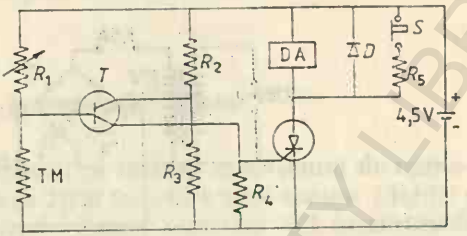


Fig. 7.52

Puntea se echilibrează cu ajutorul rezistenței R_1 la o temperatură sub nivelul de alarmă. În această situație baza și emitorul tranzistorului se găsesc la același potențial și deci tranzistorul și, prin urmare și tiristorul, sînt în starea de blocare. Cu creșterea temperaturii scade rezistența termistorului, baza tranzistorului devine negativă în raport cu emitorul și la temperatura de alarmă tranzistorul trece în starea de conducție, acționează asupra porții tiristorului, acesta se deschide și intră în funcțiune alarma. Circuitul de alarmă reprezentat în figura 7.52 funcționează atunci cînd temperatura depășește un anumit nivel. Dacă dorim să utilizăm circuitul de alarmă atunci cînd temperatura scade sub un anumit nivel, atunci în circuitul din figura 7.52 se schimbă locurile termistorului TM și rezistenței R_1. Elementele din circuitul din figura 7.52 au valorile $R_2 = R_3 = 1$ kΩ, $R_4 = 1$ kΩ, $R_5 = 500$ Ω, tranzistorul 2N3702, SCR IR106Y1, dioda 1N4001.

7.16. Redresor cu autoreglare de încărcare a unui acumulator

În figura 7.53 se reprezintă un redresor folosit pentru încărcarea unui acumulator de 12V de automobil, cu protecție la scurtcircuit. Elementele de circuit au valorile: $R_1 = 0{,}3$ Ω, 6W, $R_2 = 50$ Ω, $R_3 = 500$ Ω, $R_4 = 500$ Ω, $R_5 = 120$ Ω, $R_6 = 1$ kΩ, $R_7 = 50$ Ω, $R_8 = 100$ Ω, 3W, $C_1 = 1000$ μF, 25V, $C_2 = 100$ μF, diodele $D_1 - D_9$ de tip IN 4001, tranzistorul 2N3055, cele două SCR de tip IR106Y1, becurile L_1 și L_2, 12 V, 100 mA, bateria de acumulatori pentru încărcat, B, de 12 V, dioda Zener de 6,8 V, ampermetru 0÷4 A. Curentul de la transformator este redresat de către o punte alcătuită din diodele $D_1 - D_4$ și prin intermediul lui SCR 1 trece în bateria de încărcat. Poarta SCR 1 este alimentată de la linia redresată prin intermediul diodei D_6 și becului L_2. Poarta SCR 2 este alimentată de la baterie prin intermediul rezistențelor R_3, R_4 și R_5 și a diodei Zener DZ; R_4 este astfel ajustată că SCR 2 se deschide numai cînd tensiunea bateriei atinge valoarea 14,3 V de încărcare completă. Cînd se conectează bateria pentru încărcat, tensiunea sa este mai mică decît 14,3 V și SCR 2 se află în starea de blocare. În acest caz SCR 1 comută în

starea de conducție și pentru tensiunea de încărcare de 10÷14 V trece un curent mare prin baterie (3÷4 A). Cînd tensiunea pe baterie atinge valoarea de 14,3 V, SCR 2 comută în starea de conducție prin intermediul diodei DZ, ceea ce determină scăderea tensiunii de comandă pe poarta SCR 1 care trece în starea de blocare și astfel încetează trecerea curentului prin baterie. Tensiunea pe baterie scade rapid sub 14,3 V, SCR 2 se închide și SCR 1 se deschide și iarăși începe încărcarea bateriei. Procesul se repetă

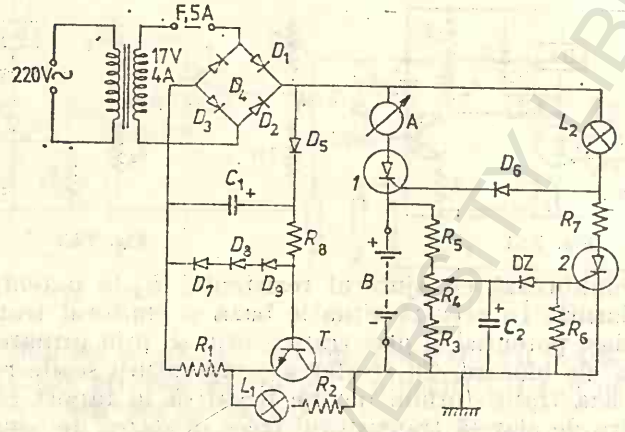


Fig. 7.53

și bateria se consideră încărcată atunci cînd curentul de încărcare scade la cîteva sute de mA și SCR 1 se deschide la o semialternanță din zece. Protecția la scurtcircuit se realizează cu ajutorul tranzistorului T conectat ca repetor pe emitor. Tranzistorul T împreună cu sursa de alimentare funcționează ca un generator de curent constant în serie cu bateria de încărcat și limitează curentul la această valoare chiar dacă bateria de încărcat este scurtcircuitată. Cînd se produce scurtcircuitul se aprinde becul L_1. D_5 și C_1 alcătuiesc o rețea de netezire care determină un curent staționar pe D_7—D_9 și pe baza tranzistorului prin intermediul rezistenței R_8. Pe rezistența R_1 scade diferența dintre tensiunea pe D_7—D_9 și tensiunea emitor-bază (polarizată direct) a tranzistorului. Tensiunea pe R_6 este constantă, aproximativ 1,2 V, și prin ea trece un curent de 4 A prin intermediul tranzistorului T. Același curent trece și prin colectorul tranzistorului de la circuitul de încărcare a bateriei, astfel că colectorul tranzistorului funcționează ca o sursă de curent constant. Cînd se scurtcircuitează bateria, pe tranzistor se disipă o putere mare (50÷60 W) și de aceea trebuie luate măsuri ca tranzistorul să aibă radiator de căldură.

Bibliografie

1. V. Dolocan, *Fizica dispozitivelor cu corp solid*, Edit. Academiei, București, 1978.
2. F. Driscoll, R. Coughlin, *Solid State Devices and Applications*, Prentice Hall, 1975.
3. W. D. Cooper, *Solid State Devices. Analysis and Applications*, Reston Publishing Company, 1974.
4. P. Constantin, O. Radu, *Tranzistoare unijoncțiune. Aplicații*, Edit. tehnică, București, 1976.
5. R. M. Marston, *110 Thyristor Projects using SCRs and Triacs*, London, Iliffe Books, 1972.
6. I. Spînulescu, R. Pârvan, *Principiile fizice ale microelectronicii*, Edit. științifică, București, 1981.

CIRCUITE DIGITALE

8.1. Sistemul de numerație binar

Încă din fragedă copilărie sîntem obișnuiți să lucrăm în sistemul de numerație zecimal. Sistemul zecimal are baza 10 și folosește zece semne (digiți): 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. În sistemul zecimal numărul 651 înseamnă

$$651 = 6 \times 10^2 + 5 \times 10^1 + 1 \times 10^0, \tag{8.1}$$

iar numărul 651, 32 înseamnă

$$651{,}32 = 6 \times 10^2 + 5 \times 10^1 + 1 \times 10^0 + 3 \times 10^{-1} + 2 \times 10^{-2}. \tag{8.2}$$

Dacă am reprezenta fiecare din cele zece cifre ale sistemului zecimal cu un anumit nivel de curent ar fi practic imposibil să discernem cu exactitate cu ajutorul unui tranzistor cele zece niveluri între ele. Cel mai comod este să discernem între starea de blocare și starea de conducție a unui tranzistor și deci să utilizăm un sistem de numerație binar. Sistemul de numerație binar are baza 2 și două semne: 0 și 1. Prin analogie cu scrierea unui număr zecimal un număr binar poate fi scris sub forma

$$N = (0 \text{ sau } 1)\,2^n + (0 \text{ sau } 1)\,2^{n-1} + (0 \text{ sau } 1)\,2^{n-2} + \ldots + (0 \text{ sau } 1)2^0 + \\ + (0 \text{ sau } 1)2^{-1} + \ldots$$

De exemplu. Numărul binar 1011 se scrie

$$1011 = 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0. \tag{8.3}$$

Aceasta înseamnă $8 + 0 + 2 + 1$ adică numărul zecimal 11. Numărul binar 0,1101 se scrie

$$0{,}1101 = 1 \times 2^{-1} + 1 \times 2^{-2} + 0 \times 2^{-3} + 1 \times 2^{-4}. \tag{8.4}$$

adică $0{,}5 + 0{,}25 + 0{,}062 =$ numărul zecimal 0,812.

Pentru a converti sistemul zecimal în sistem binar în calculatoare se utilizează codul zecimal-binar (BCD). Acest cod folosește patru biți (patru semne binare) pentru a reprezenta fiecare din cele zece semne ale

BIBLIOTECA CENTRALĂ UNIVERSITARĂ LIBRARY

codului zecimal. În tabela 8.1 este reprezentat codul zecimal-binar. În sistemul cu patru biţi numărul zecimal 3825 este reprezentat prin patru grupuri de cod :

0011 1000 0010 0101

Tabela 8.1

Codul zecimal-binar

Zecimal	Binar	Zecimal	Binar
0	0000	5	0101
1	0001	6	0110
2	0010	7	0111
3	0011	8	1000
4	0100	9	1001

8.2. Noţiuni de algebră booleană

Calculatoarele electronice operează numai cu două niveluri corespunzătoare, de exemplu, stărilor de blocare şi de conducţie (în regim de saturaţie) a unui tranzistor. Acestea sînt notate cu simbolurile 0 şi 1. George Boole a conceput în anul 1847 un sistem de logică simbolică care cuprinde un set de reguli de manipulare a acestor simboluri pentru a exprima propoziţii logice. Acest sistem, numit şi algebră booleană, este folositor în proiectarea circuitelor digitale. Vom introduce algebra booleană pe baza unor comutatoare electrice cu ajutorul cărora se pot exprima funcţii logice. În figura 8.1 este reprezentat un circuit care conţine două comutatoare A şi B conectate în serie, o sursă de tensiune şi un bec electric. Se observă că trebuie îndeplinite două condiţii pentru ca becul să lumineze. Dacă simbolul A reprezintă comutatorul A în poziţia închis, simbolul B reprezintă comutatorul B închis şi F reprezintă rezultatul, propoziţia logică de mai sus se exprimă A şi $B = F$. În algebra logică aceasta se scrie

$$AB = F. \tag{8.5}$$

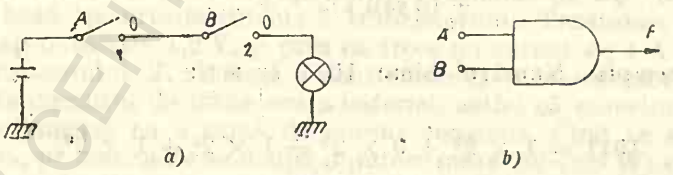


Fig. 8.1

Dacă numai unul din comutatoarele A şi B este închis sau ambele comutatoare sînt deschise nu se obţine funcţia rezultantă F.

Pentru a obţine funcţia rezultantă F trebuie închise ambele comutatoare. Aceasta este funcţia logică SI. Utilizînd simbolurile sistemului de numeraţie binar şi notînd cu 1 prezenţa condiţiei de intrare şi cu 0 absenţa acesteia (comutatorul deschis), cu 1 rezultatul prezent şi cu 0 rezultatul absent, diversele stări ale propoziţiei (8.5) se exprimă prin tabelul de adevăr prezentat în tabela 8.2. Simbolul circuitului SI cu două intrări este reprezentat în figura 8.1 *b*.

Tabela 8.2

Tabela de adevăr pentru $F = AB$

A	B	F
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Tabela 8.3

Tabela de adevăr pentru $F = ABC$

A	B	C	F
0	0	1	0
0	1	0	0
1	0	0	0
1	1	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	1	1

Considerăm acum poarta SI cu trei intrări, A, B, C. Cele trei condiții de la intrare conduc la rezultatul final F. Se scrie A și B și $C = F$ sau, în algebra booleană, $ABC = F$. Tabelul de adevăr în acest caz este reprezentat în tabela 8.3.

În figura 8.2 este reprezentat circuitul care îndeplinește funcția logică SAU. Dacă unul din cele trei comutatoare este închis, becul luminează. Această propoziție se scrie A sau B sau $C = F$, sau, în algebra booleană,

$$A + B + C = F$$

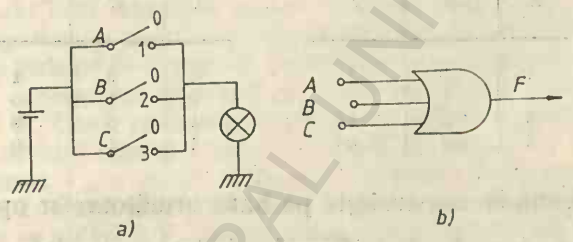


Fig. 8.2

care se citește A sau B sau C produce F. Tabelele de adevăr pentru funcția SAU cu două și trei intrări sînt reprezentate în tabelele 8.4 și, respectiv, 8.5. Simbolul circuitului SAU este reprezentat în figura 8.2 *b*.

Tabela 8.4

Tabela de adevăr pentru $F = A + B$

A	B	F
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Tabela 8.5

Tabela de adevăr pentru $F = A + B + C$

A	B	C	F
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	0	1
0	0	1	1
1	1	0	1
0	1	1	1
1	0	1	1
1	1	1	1

BCU IAȘI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

O altă operaţie este cea de negaţie a unei condiţii sau unui rezultat, care este numită şi operaţie inversă. Simbolul circuitului inversor este reprezentat în figura 8.3 *a*. Negarea condiţiei A se scrie $\bar{A}$. De exemplu, dacă $A = 0$, atunci $\bar{A} = 1$ sau dacă $A = 1$ atunci $\bar{A} = 0$. Combinarea

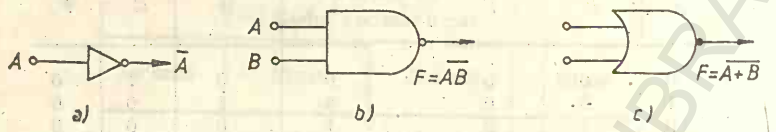


Fig. 8.3

operatorilor NU şi SI conduce la funcţia NU—SI. Simbolul circuitului NU—SI este reprezentat în figura 8.3 *b*. Această funcţie se scrie $F = \overline{AB}$ şi tabelul ei de adevăr este reprezentat în tabela 8.6.

Combinarea operatorilor NU şi SAU conduce la funcţia NICI. Această operaţie se notează $F = \overline{A + B}$. Simbolul circuitului este reprezentat în figura 8.3 *c* iar tabelul de adevăr este reprezentat în tabela 8.7.

Tabela 8.6

Tabela de adevăr pentru operaţia SI—NU

A	B	F
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tabela 8.7

Tabela de adevăr pentru operaţia NICI

A	B	F
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Algebra booleană se construieşte pe baza următoarelor operaţii:

$$A \cdot A = A,\ A + A = A,\ A + \bar{A} = 1,\ A\bar{A} = 0.$$

Legile de bază ale algebrei booleene sînt următoarele:

— comutativitatea: $A + B = B + A$, $A \cdot B = B \cdot A$;

— asociativitatea: $(A + B) + C = A + (B + C)$, $(AB)C = A(BC)$;

— distributivitatea: $A \cdot (B + C) = A \cdot B + A \cdot C$;

— legea specială de distributivitate: $(A+B)(A+C) = A + BC$;

— legile lui de Morgan: $(\overline{A + B}) = (\bar{A} \cdot \bar{B})$, $(\overline{A \cdot B}) = \bar{A} + \bar{B}$.

Verificarea legii (8.12 *a*) este reprezentată în tabela 8.8.

Tabela 8.8

Verificarea legii lui de Morgan

A	B	$A+B$	$\overline{A+B}$	$\bar{A}$	$\bar{B}$	$\bar{A}\bar{B}$
0	0	0	1	1	1	1
0	1	1	0	1	0	0
1	0	1	0	0	1	0
1	1	1	0	0	0	0

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

8.3. Logica pozitivă și logica negativă

În circuitele poartă este necesar să ne fixăm nivelurile de tensiune care să reprezinte nivelul logic 1 și nivelul logic 0. Există două posibilități de alegere :

(1) Logica pozitivă, în care nivelul logic 1 este mai pozitiv decît nivelul logic 0. De obicei, tensiunea pentru nivelul logic 1 este +5V iar pentru nivelul logic 0 este 0 V.

(2) Logica negativă, în care nivelul logic 1 este mai negativ decît nivelul logic 0. De obicei, tensiunea pentru nivelul logic 1 este −5V iar pentru nivelul logic 0 este 0 V. Un exemplu de logică pozitivă este reprezentat în figura 8.4 *a* iar un exemplu de logică negativă este reprezentat în figura 8.4 *b*, pentru o poartă cu două intrări *A* și *B*. Poarta SI de logică pozitivă din figura 8.4 *a* devine poarta SAU de logică negativă din figura 8.4 *b*.

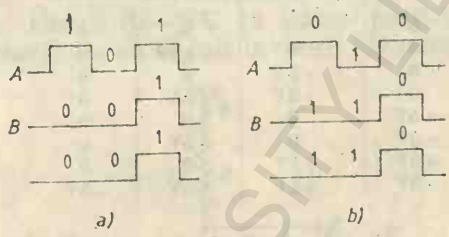


Fig. 8.4

8.4. Circuite poartă cu tranzistoare bipolare

Vom discuta mai întîi circuitele logice cu diode. Poarta SI cu 3 intrări, construită cu ajutorul a trei diode redresoare este reprezentată în figura 8.5. Un exemplu de pulsuri de intrare și de ieșire este reprezentat în figura 8.5*b*. Nivelul logic 1 corespunde tensiunii de +5 V iar nivelul logic 0 corespunde tensiunii de 0 V. Dacă pe toate intrările se aplică o tensiune de +5 V (adică sînt la nivelul logic 1), cele trei diode se găsesc la circuit deschis și-toată tensiunea $V_0 = +5$ V se găsește la ieșire. Deci ieșirea se găsește la nivelul logic 1. Dacă una din intrări se află la nivelul logic 0, adică pe una din intrări se aplică 0 V, atunci aceasta este polarizată direct de către tensiunea V_0, prin circuit trece curent, pe rezistența R cade tensiunea de valoare V_0 și la ieșire se obține tensiunea 0, ceea ce corespunde nivelului logic 0. Tabelul de adevăr este reprezentat în tabela 8.9.

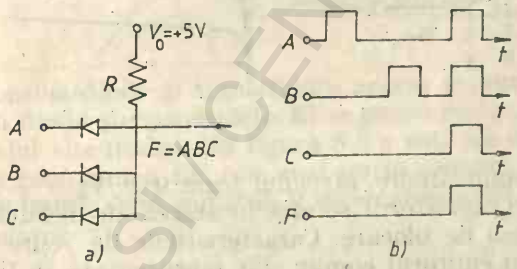


Fig. 8.5

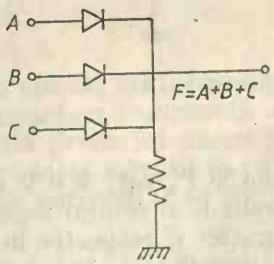


Fig. 8.6

În figura 8.6 este reprezentată poarta SAU cu trei diode. Dacă la una din intrări se aplică +5 V, intrarea respectivă se află la nivelul logic 1, dioda respectivă conduce, prin circuit trece curent și la ieșire se obține +5V, adică nivelul logic 1. Același rezultat se obține dacă la două sau

mai multe intrări se aplică +5 V. Dacă la toate intrările se aplică 0 V, toate diodele sînt la circuit deschis și la ieșire se obține 0 V. Cu alte cuvinte, dacă toate intrările se află la nivelul logic 0 se obține la ieșire nivelul logic 0. Tabelul de adevăr pentru circuitu SAU este reprezentat în tabela 8.10.

Tabela 8.9

Tabela de adevăr pentru poarta SI

A	B	C	F
0	0	0	0
0	0	+5V	0
0	+5V	0	0
0	+5V	+5V	0
+5V	0	0	0
+5V	0	+5V	0
+5V	+5V	0	0
+5V	+5V	+5V	+5V

Tabela 8.10

Tabela de adevăr pentru poarta SAU

A	B	C	F
0	0	0	0
0	0	+5V	+5V
0	+5V	0	+5V
0	+5V	+5V	+5V
+5V	0	0	+5V
+5V	0	+5V	+5V
+5V	+5V	0	+5V
+5V	+5V	+5V	+5V

În cele de mai sus s-a aplicat logica pozitivă. Dacă se aplică logica negativă circuitul logic SI cu logică pozitivă devine circuitul logic SAU cu logică negativă iar circuitul logic SAU cu logică pozitivă devine circuitul logic Si cu logică negativă.

Circuitul logic NU sau poarta inversoare este reprezentat în figura 8.7. El constă dintr-un tranzistor în conexiunea cu emitorul comun. Dacă la intrare se aplică +5 V se obține la ieșire 0 V, iar dacă la intrare se aplică 0 V se obține la ieșire + 5V. Tensiunea 0 V corespunde nivelului logic 0 iar tensiunea +5 V corespunde nivelului logic 1. Curba de intrare-ieșire a circuitului este reprezentată în figura 8.7 *b*. Ieșirea variază între

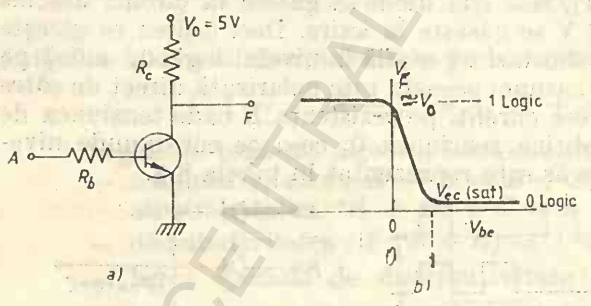


Fig. 8.7

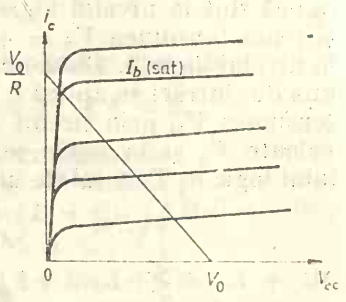


Fig. 8.8

nivelurile V_{ec}(sat) = 0 V corespunzătoare nivelului logic 0 și $V_0 = +5$ V corespunde nivelului logic 1. Tranzistorul se află în starea de conducție (saturație) și respectiv în starea de blocare. Caracteristicile de ieșire ale tranzistorului în conexiunea cu emitorul comun sînt reprezentate în figura 8.8. Pentu a intra în regimul de saturație trebuie ca curentul bazei să depășească valoarea dată de intersecția liniei de saturație cu dreapta de sarcină, adică

$$I_b > I_{c(sat)}/\beta_0,$$

unde β_0 este factorul de amplificare a curentului.

Avînd în vedere că curentul de colector la saturație are valoarea

$$I_{c(sat)} = \frac{V_0 - V_{ec(sat)}}{R} \simeq \frac{V_0}{R},$$

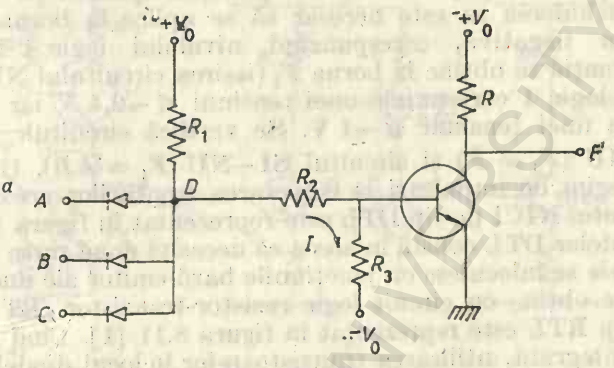
deoarece $V_{ec} \ll V_0$, se obține

$$I_b > V_0/\beta R.$$

Această situație corespunde nivelului logic 1 la intrare și nivelului logic 0 la ieșire.

În fig. 8.9 este reprezentat un circuit SI—NU cu logică pozitivă. El este alcătuit dintr-o poartă SI urmată de un circuit inversor. Deoarece

Fig. 8.9 *a*



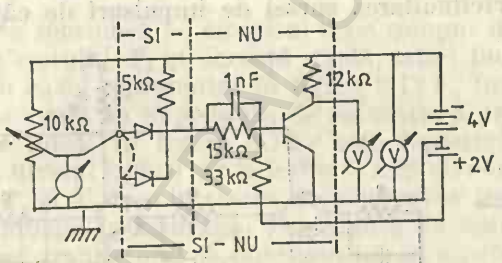


Fig. 8.9 *b*

conține diode și tranzistoare acesta se numește circuit DTL (circuit logic cu diode și tranzistori). El se poate realiza și numai cu tranzistori. Avantajul circuitului din figura 8.9 *a* este că datorită prezenței tranzistorului în conexiunea EC este mai puțin sensibil cu variația sarcinii în circuitul de ieșire. Cînd punctul D este conectat la masă, curentul I se obține din relația

$$I = \frac{V_0}{R_2 + R_3}$$

și tensiunea pe baza tranzistorului

$$V_{bc} = R_3 I - V_0 = -\frac{R_2 V_0}{R + R_3}$$

BCU IASI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

este negativă, astfel că tranzistorul (*npn*) se găsește în starea de blocare. În aceste condiții circuitul este imun la pulsurile de zgomot care pot apare întîmplător. Tensiunea la ieșire este V_0, corespunzătoare nivelului logic 1. Dacă toate intrările se găsesc la nivelul logic 1, punctul D este pozitiv și baza tranzistorului este polarizată așa fel că acesta trece în starea de conducție la saturație. Tensiunea de ieșire capătă valoarea de aproximativ 0,1 V corespunzătoare nivelului logic 0. În figura 8.9 *b* este reprezentat un circuit cu elemente discrete cu logică negativă, care conține circuitele SI, NU și combinația lor SI—NU. Circuitul este de tip DTL cu diode semiconductoare EFD 110 și tranzistor EFD322. Circuitul SI este constituit din cele două diode și are ieșirea F. Circuitul NU (inversor) este constituit dintr-un tranzistor *pnp* cu tensiune pozitivă aplicată pe bază, astfel că pentru deschiderea sa este necesar să se aplice la borna F o tensiune bază-emitor negativă, corespunzînd nivelului logic 1 la borna F. În această situație se obține la borna F_1 (ieșirea circuitului NU) nivelul logic 0. Nivelul logic 1 corespunde unei tensiuni $\leqslant -2{,}4$ V iar nivelul logic 0 corespunde unei tensiuni $\geqslant -1$ V. Se verifică circuitul SI ($F = AB$), circuitul NU ($F_1 = \bar{F}$) și circuitul SI—NU ($F_1 = \overline{AB}$). Grupul RC servește în regim de impulsuri la corectarea fronturilor acestora [1].

Circuitul NICI de tip DTL este reprezentat în figura 8.10. Dezavantajul circuitelor DTL constă în aceea că necesită două surse de alimentare. Dacă diodele se înlocuiesc cu joncțiunile bază-emitor ale unor tranzistoare bipolare, se obține cu circuit logic rezistor-tranzistor (RTL). Un circuit NICI de tip RTL este reprezentat în figura 8.11 [1]. Cînd circuitele sînt în formă integrată, utilizarea tranzistoarelor în locul diodelor nu mărește prețul de cost sau complexitatea circuitului. Rezistoarele R se introduc pentru a evita scurtcircuitarea sursei de impulsuri de către joncțiunile

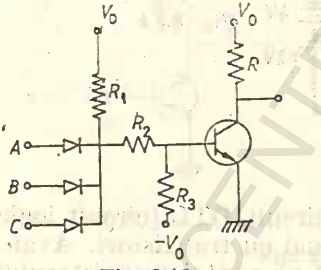


Fig. 8.10

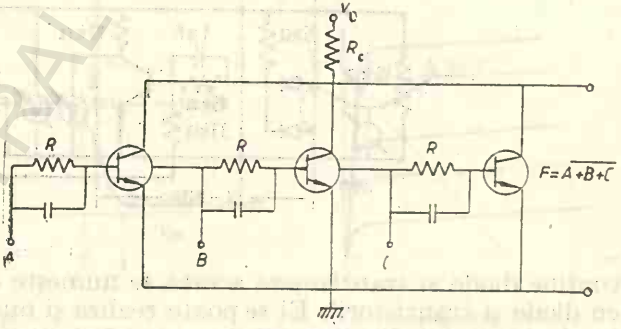


Fig. 8.11

emitor-bază ale tranzistoarelor. Pentru ca să se micșoreze timpul de răspuns al sistemului se introduc în paralel cu rezistorii R, condensatorii C. Datorită timpului necesar pentru descărcarea capacității tranzistorului după saturație, circuitele RTL au viteză mai mică de funcționare decît circuitele DTL. Dacă se aplică un puls pozitiv pe una din intrări, adică aceasta se găsește la nivelul logic 1, tranzistorul corespunzător comută în starea de saturație și la ieșire se obține nivelul logic 0 (tensiune aproape zero). În afara circuitelor DTL și RTL mai există circuitele TTL și ECL care se construiesc tot cu tranzistoare bipolare [1].

Circuitele TTL au viteză mare de funcționare, imunitate la zgomot și preț de cost scăzut. Un circuit TTL SI—NU este reprezentat în

figura 8.12. Tranzistorul T_1 conține trei emitori. Dacă toate intrările, A, B, C, sînt aduse la nivelul logic 1, adică se aplică pe ele pulsuri pozitive, tranzistorul T_1 comută în starea de blocare, crește tensiunea pe baza tranzistorului T_2 care comută în starea de saturație și la ieșire se obține nivelul logic 0, deoarece curentul care trece prin T_2 conduce la creșterea tensiunii pe baza tranzistorului T_3 care comută în starea de saturație. Tranzistorul T_4 trece în starea de blocare simultan cu trecerea tranzistorului T_3 în starea de saturație. Starea circuitului cînd la ieșire se obține nivelul logic 0 este reprezentată în figura 8.12 *b*. Dioda din circuit are

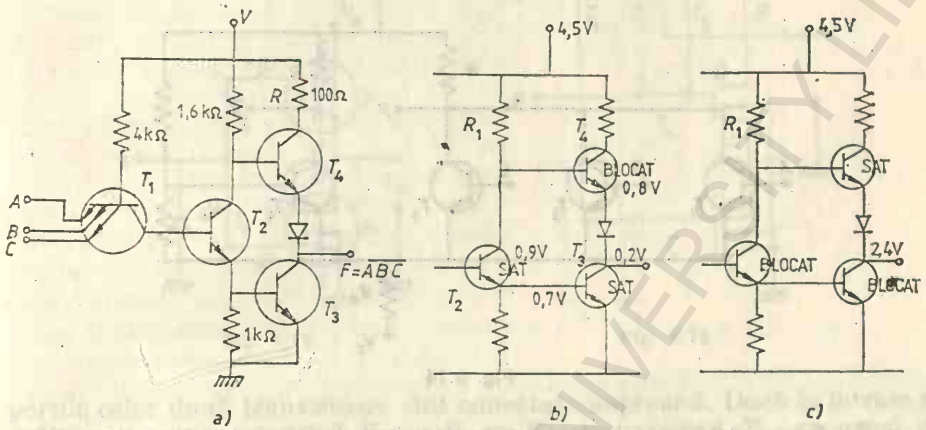


Fig. 8.12

scopul de a ajusta tensiunea pe circuitul serie compus din joncțiunea emitor-bază a tranzistorului T_4 și această diodă, astfel încît tranzistorul T_4 să nu conducă în cazul reprezentat în figura 8.12 *b*. Impedanța de ieșire a circuitului este egală cu impedanța de saturație a tranzistorului T_3 și deci are valoare mică. În figura 8.12 *c* este reprezentată situația cînd la intrare se află nivelul logic 0 iar la ieșire se află nivelul logic 1. În acest caz tranzistorii T_2 și T_3 trec în starea de blocare iar tranzistorul T_4 trece în starea de conducție la saturație. Impedanța de ieșire este mică și în acest caz deoarece tranzistorul T_4 funcționează ca repetor pe emitor. Prin urmare, impedanța de ieșire a porții este mică atît în cazul cînd se află la

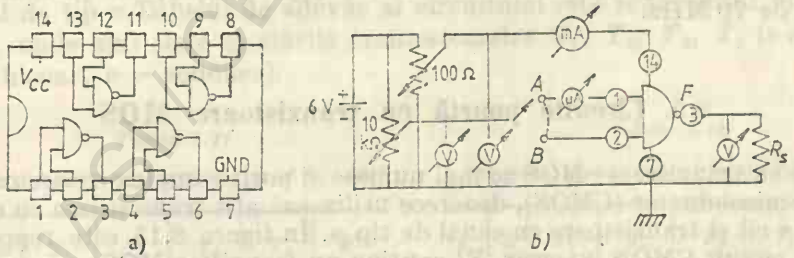


Fig. 8.13

nivel logic 0 cît și în cazul cînd se află la nivel logic 1, ceea ce este de dorit. Circuitele TTL funcționează la timpi de comutare de ordinul $10 \div 20$ nanosecunde. În figura 8.13 *a* este reprezentat circuitul integrat bipolar CDB 400 E, produs de IPRS Băneasa, care conține patru circuite SI—NU,

identice, de tipul celor prezentate în figura 8.12, cu deosebirea că un circuit nu are decît două porți de intrare (tranzistorul T_1 conține numai doi emitori).

În figura 8.13 *b* este reprezentat un circuit pentru verificarea tabelului de adevăr al unei porți SI—NU din circuitul integrat CDB 400 E. Tensiunea $V_{cc} = +5$ V și rezistența R_s de sarcină se modifică în domeniul $10 \div 100$ kΩ. În acest caz se utilizează logica pozitivă: nivelul logic 1 corespunde tensiunii mai mari de 2,4 V iar nivelul logic 0 corespunde tensiunii mai mici decît 1 V.

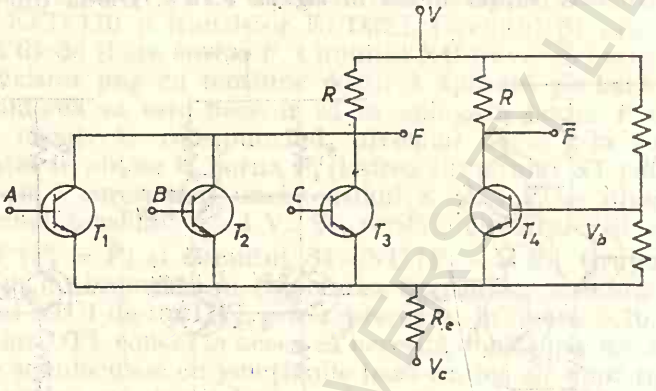


Fig. 8.14

În figura 8.14 este reprezentat circuitul cu cuplaj pe emitor, ECL, cu care se realizează simultan funcțiile SAU și NICI la cele două ieșiri F și, respectiv, $\overline{F}$. La fiecare intrare se utilizează cîte un tranzistor. La o polarizare dată, prin tranzistorul T_4 și rezistența R_e trece un curent, care este mai mic decît curentul de saturație al tranzistorului. Dacă la intrarea A se aplică o tensiune corespunzătoare nivelului logic 1, atunci tranzistorul T_1 conduce și scade tensiunea la ieșirea $\overline{F}$, unde se obține astfel nivelul logic 0. Creșterea curentului prin tranzistorul T_4 conduce la creșterea tensiunii pe R_e, ceea ce conduce la micșorarea curentului prin T_4 și deci la creșterea tensiunii la ieșirea F, unde se obține nivelul logic 1. În acest fel la cele două ieșiri se obțin simultan funcțiile SAU și NICI. Deoarece tranzistorii nu funcționează în regim de saturație circuitul ECL are viteză mare de comutare față de celelalte circuite; poate funcționa pînă la frecvența de 70 MHz.

8.5. Circuite poartă cu tranzistoare MOS

Porțile cu tranzistoare MOS se mai numesc și porți complementare metal-oxid-semiconductor (CMOS), deoarece utilizează atît tranzistoare cu canal de tip n cît și tranzistoare cu canal de tip p. În figura 8.15 este reprezentat un circuit CMOS inversor. El conține un tranzistor MOS cu canal de tip n (T_1) conectat în serie cu un tranzistor MOS cu canal de tip p (T_2). În tranzistorul MOS, cu canal de tip n, purtătorii majoritari sînt electronii. Curentul prin canal crește atunci cînd tensiunea poartă-sursă este mai mare decît o valoare V_p de prag. Cînd poarta este conectată la

masă sau se află la potențialul sursei, canalul este închis și tranzistorul nu conduce. În tranzistorul cu canal de tip p purtătorii majoritari sînt golurile. Curentul prin canal crește atunci cînd poarta este polarizată negativ în raport cu sursa; chiar cînd tensiunea pe poartă este egală cu tensiunea sursei canalul este închis și tranzistorul nu conduce. În figura 8.15

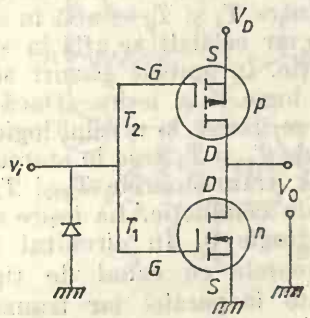


Fig. 8.15

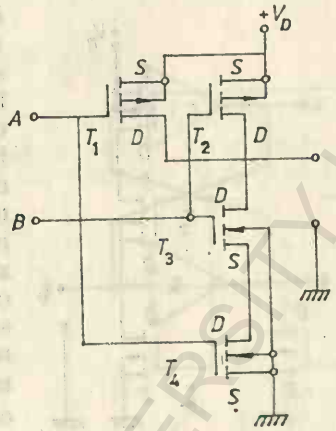


Fig. 8.16

porțile celor două tranzistoare sînt conectate împreună. Dacă la intrare se aplică o tensiune pozitivă V_i egală cu V_D, tranzistorul T_1, cu canal de tip n, trece în starea de conducție iar tranzistorul T_2, cu canal de tip p, trece în starea de blocare. La ieșire se obține tensiunea zero și deci nivelul logic 0. Dacă intrarea se găsește la nivelul logic 0, adică porțile sînt conectate la masă, poarta tranzistorului T_1 se află la potențialul sursei care este mai mic decît tensiunea V_p de prag și deci tranzistorul T_1 trece în starea de blocare. Poarta tranzistorului T_2 este la un potențial mai mic decît al sursei și acest tranzistor conduce. La ieșire se obține o tensiune pozitivă și deci nivelul logic 1. Cele două tranzistoare lucrează în sistemul push-pull. Timpul de comutare este de $25 \div 200$ ns.

În figura 8.16 este reprezentat circuitul CMOS SI—NU. Tranzistoarele T_1 și T_2 sînt cu canal de tip p iar tranzistoarele T_3 și T_4 sînt cu canal de tip n.Tabelul de adevăr al circuitului este reprezentat în tabela 8.11, unde sînt date și stările tranzistoarelor T_1, T_2, T_3, T_4 (s-a notat b = blocat, c = conduce).

Tabela 8.11

Tabela de adevăr a circuitului CMOS SI—NU

A	B	T_1	T_2	T_3	T_4	F
0	0	c	c	b	b	1
0	1	c	b	b	c	1
1	0	b	c	c	b	1
1	1	b	b	c	c	0

Tabela 8.12

Tabela de adevăr a circuitului CMOS NICI

A	B	T_1	T_2	T_3	T_4	F
0	0	c	c	b	b	1
0	1	c	b	b	c	0
1	0	b	c	c	b	0
1	1	b	b	c	c	0

BUCUREȘTI UNIVERSITY LIBRARY

Presupunem că nivelul logic 0 este 0 V iar nivelul logic 1 este V_D volți. Cînd intrarea A se află la nivelul logic 0, poarta tranzistorului T_1 se află la masă, astfel că ea este la un potențial mai mic decît drena și tranzistorul T_1 conduce. În mod similar T_2 trece în starea de conducție dacă intrarea B se află la nivel logic 0. Tranzistoarele T_3 și T_4 se află în stare de blocare deoarece porțile lor se află la un potențial egal sau mai mic decît potențialul sursei. Rezultă la ieșire nivelul logic 1. Dacă una din intrările A și B se află la nivelul logic 1, unul din tranzistoarele T_1 și T_2 se găsește în starea de conducție și celălalt în starea de blocare. În același timp unul dintre T_3 și T_4 se află în starea de blocare iar celălalt se află în starea de conducție. În ambele cazuri se obține nivelul logic 1 la ieșire. Dacă ambele intrări se găsesc la nivelul logic 1, tranzistoarele T_1 și T_2 trec în starea de blocare iar tranzistoarele T_3 și T_4 trec în starea de conducție. La ieșire se obține nivelul logic 0. În circuitul SI—NU tranzistoarele cu canal de tip p sînt conectate în paralel iar tranzistoarele cu canal de tip n sînt conectate în serie. În figura 8.17 este reprezentat circuitul CMOS NICI. Tranzistoarele cu canal de tip p (T_1 și T_2) sînt conectate în serie iar tranzistoarele cu canal de tip n (T_3 și T_4) sînt conectate în paralel. Funcționarea circuitului poate fi analizată urmărind tabelul de adevăr reprezentat în tabela 8.12. Dacă la cele două intrări se aplică nivelul logic 0, tranzistoarele T_1 și T_2 trec în starea de conducție iar tranzistoarele T_3 și T_4 trec în starea de blocare, astfel că la ieșire se obține nivelul logic 1. Dacă la una din intrările A și B se aplică nivelul logic 1, unul din tranzistoarele T_3 și T_4 comută în starea de conducție iar unul din tranzistoarele T_1 și T_2 comută în starea de blocare și la ieșire se obține nivelul logic 0. Același rezultat se obține dacă la ambele intrări se aplică nivelul logic 1.

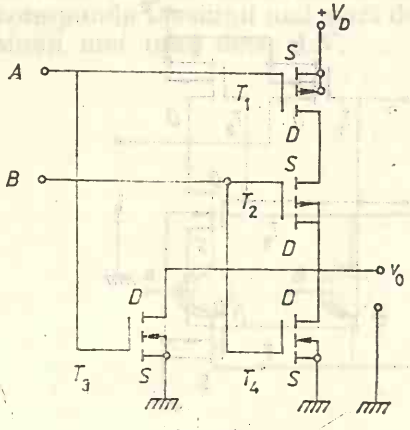


Fig. 8.17

8.6. Circuite flip-flop

8.6.1. Multivibratorul bistabil (flip-flop)

Circuitele multivibratoare realizează comutarea între două stări care pot fi stabile sau temporal stabile. Ele se împart în trei categorii:

(a) Multivibratorul bistabil sau flip-flop are două stări stabile; comutarea dintr-o stare în alta se face cu ajutorul unui puls adecvat aplicat din exterior.

(b) Multivibratorul monostabil are o stare stabilă și o stare temporal stabilă. Revenirea din starea temporal stabilă în starea stabilă se face după un timp de întîrziere; se utilizează ca circuit de întîrziere sau temporizare.

(c) Multivibratorul astabil care comută continuu între două stări temporal stabile fără aplicarea unui semnal din exterior; este un generator de unde rectagulare. Multivibratorul bistabil poate fi considerat ca un amplificator cu reacție, compus din două tranzistoare cuplate direct (fig. 8.18 *a*). *S* și *R* sînt intrările iar *A* și *B* sînt ieșirile. Presupunem inițial că

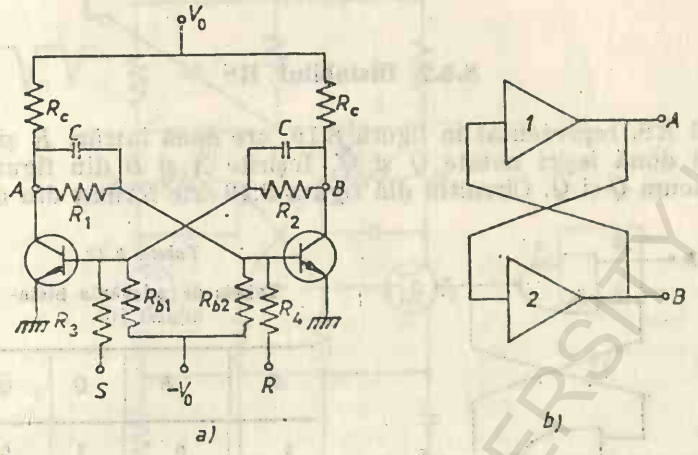


Fig. 8.18

circuitul se găsește în starea stabilă în care tranzistorul T_1 este în starea de blocare și tranzistorul T_2 este în starea de saturație. La ieșirea *A* tensiunea este egală cu V_0 iar la ieșirea *B* este egală cu 0. Baza tranzistorului T_1 este menținută la o tensiune de blocare a acestui tranzistor de către tensiunea $-V_0$ și datorită cuplajului strîns prin intermediul rezistențelor R_2 și R_{b1} cu punctul *B* care se găsește la potențial zero. Baza tranzistorului T_2 este menținută la un potențial pozitiv datorită cuplajului strîns cu punctul *A* prin intermediul rezistențelor R_1 și R_{b2}, tranzistorul T_2 este în starea de saturație. Dacă pe intrarea *R* denumită de ștergere (Reset) se aplică un puls negativ, deci pe baza tranzistorului T_2, acesta trece în starea de blocare. Potențialul punctului *B* crește și prin intermediul rezistenței R_2 crește potențialul pe baza tranzistorului T_1 care trece în starea de saturație. În același timp scade potențialul punctului *A* care prin intermediul rezistenței R_1 determină scăderea potențialului pe baza tranzistorului T_2 și deci trecerea acestuia în starea de blocare. Aceasta conduce la creșterea în continuare a potențialului punctului *B*, astfel că situația finală corespunde tranzistorului T_1 în starea de saturație și tranzistorului T_2 în starea de blocare. Potențialul punctului *A* este 0 iar potențialul punctului *B* este V_0. Deci punctul *A* se află la nivelul logic 0 iar punctul *B* se află la nivelul logic 1. Dacă se aplică pe intrarea *S* un puls negativ de tensiune, circuitul revine la starea inițială în care *A* se găsește la nivelul logic 1 iar *B* se găsește la nivelul logic 0; intrarea *S* (Set) este denumită de inițializare. Multivibratorul bistabil poate fi considerat că este compus din doi inversori, cuplați strîns, ieșirea unui inversor fiind conectată la intrarea celuilalt, așa cum se reprezintă în figura 8.18 *b*. În acest circuit nu sînt reprezentate intrările *R* și *S*. Dacă circuitul nu are intrări se numește circuit de zăvorîre. El nu-și poate schimba starea decît dacă, de exemplu, ieșirea la nivel logic 1 este conectată la pămînt. Elementele din circuitul

din figura 8.18 *a* au valorile $R_c = 1\ k\Omega$, $R_1 = R_2 = 10\ k\Omega$, $R_{b1} = R_{b2} = 40\ k\Omega$, $V_0 = 15\ V$.

În cele ce urmează vom descrie circuitele bistabile RS, RST și JK, care se utilizează în circuite de memorie, numărare, registre de deplasare etc.

8.6.2. Bistabilul RS

Bistabilul RS, reprezentat în figura 8.19, are două intrări R și S (Reset și Set) și două ieșiri notate Q și $\bar{Q}$. Ieșirile A și B din figura 8.18 se notează acum Q și $\bar{Q}$. Circuitul din figura 8.19 este format din două porți

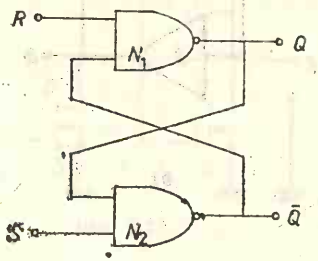


Fig. 8.19

Tabela 8.13

Tabela de adevăr a bistabilului RS

S	R	Q	$\bar{Q}$
1	0	1	0
0	1	0	1
0→1	1	0	1
1	0→1	1	0

SI—NU. Pentru $S = 1$ și $R = 0$ se obține $Q = 1$ și $\bar{Q} = 0$. Pentru $S = 0$ și $R = 1$ se obține $Q = 0$ și $\bar{Q} = 1$. Această situație este prezentată în tabelul de adevăr din tabela 8.13. Dacă $R=1$ și S se modifică de la 0 la 1, starea ieșirilor nu se schimbă ci se menține $Q=0$ și $\bar{Q} = 1$. Dacă $S=1$ și R se modifică de la 0 la 1 ieșirile își păstrează valorile $Q=1$ și $\bar{Q}=0$.

8.6.3. Bistabilul T

Bistabilul T are o singură intrare numită intrare de tact, la care se aplică pulsuri succesive. În figura 8.20 *a* este reprezentat un asemenea circuit iar simbolul utilizat este reprezentat în figura 8.20 *b*. Prin intermediul diodelor D_1 și D_2 se trimite pulsul de comandă pe baza tranzistorului care se găsește în regim de saturație. Să presupunem că, inițial, tranzistorul T_1 se găsește în starea de blocare iar tranzistorul T_2 se găsește în starea de saturație. Dacă se aplică în punctul T un puls de comandă de -5 V, potențialul acestui punct scade cu 5 V. Dioda D_1 se polarizează direct și transmite pulsul negativ prin A pe baza tranzistorului T_2 care comută în starea de blocare. Potențialul punctului B crește și conduce la comutarea tranzistorului T_1 în starea de conducție. Modificarea potențialelor punctelor A și B, prin comutarea tranzistoarelor în stările amintite mai sus, determină polarizarea diodei D_1 în sens invers și polarizarea diodei D_2 în sens direct. Următorul puls negativ aplicat în punctul T este condus prin intermediul diodei D_2 și punctul B pe baza tranzistorului T_1 care comută în starea de blocare. Cele două stări A și B își inversează nivelurile logice. Un nou puls negativ aduce o nouă inversie ș.a.m.d. O ieșire revine în aceeași stare după două pulsuri aplicate la

intrare. Cu alte cuvinte, frecvența pulsurilor de la ieșire este egală cu jumătate din frecvența pulsurilor de la intrare, așa cum se reprezintă în figura 8.21. Bistabilul T se utilizează în numărătorii binari.

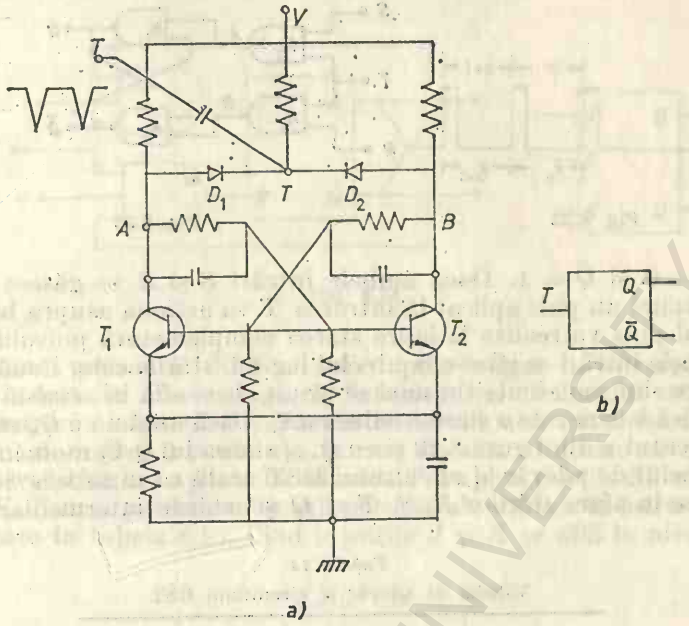


Fig. 8.20

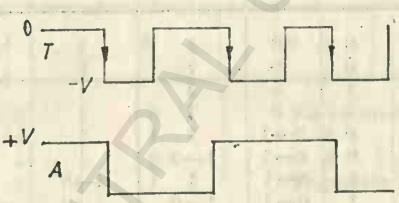


Fig. 8.21

8.6.4. Bistabilul RST

Bistabilul RS prezentat mai înainte se numește bistabil asincron deoarece comutările de la ieșire urmăresc comutările de la intrări la momente aleatoare de timp. Bistabilul RST este un bistabil sincron. În acest caz comutările de la ieșire au loc numai la momente de timp bine determinate, marcate cu ajutorul impulsurilor de tact. În figura 8.22 este reprezentat un tren de pulsuri de tact. Pe figură sînt marcați timpii bit-ului 1, n și $n + 1$. Circuitul bistabil RST este reprezentat în figura 8.23 *a* iar simbolul utilizat în circuit este reprezentat în figura 8.23 *b*. Circuitul RST este combinarea circuitelor RS și T. Se observă că el conține bistabilul de bază din figura 8.19. Pentru a fi posibil controlul cu ajutorul pulsurilor de tact se completează circuitul cu porțile N_3 și N_4. Dacă la intrarea R se aplică nivelul logic 1 atunci acesta se află în starea RESET. Această stare se

BIBLIOTECA CENTRALĂ UNIVERSITARĂ LIBRARY

menține chiar dacă se aplică un semnal la intrarea T. Dacă se aplică la intrarea S un semnal de nivel logic 1 circuitul trece în starea SET, stare care este menținută chiar dacă se aplică un semnal la intrarea T. Menționăm că starea SET însemnează $Q = 1$ și $\bar{Q} = 0$ iar starea RESET însem-

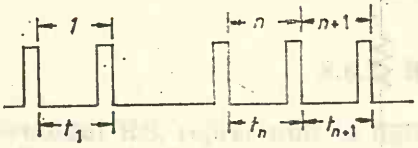


Fig. 8.22

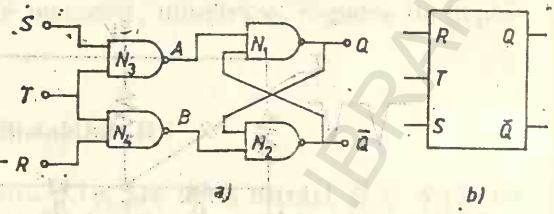


Fig. 8.23

nează $Q = 0$ și $\bar{Q} = 1$. Dacă ambele intrări S și R se găsesc la nivelul logic 0, atunci un puls aplicat la intrarea T va acționa asupra bistabilului. Următorul puls va realiza la ieșire starea complemetară pulsului anterior. Dacă ambele intrări se găsesc la nivelul logic 1 stările celor două terminale de la ieșire sînt nedefinite (în mod obișnuit ele se află în această situație în starea logică 0 care este o stare neadecvată). Dacă notăm cu Q_n starea ieșirii Q la momentul n din figura 8.22 și cu Q_{n+1} starea lui Q la momentul $n + 1$, atunci tabelul de adevăr al circuitului RST arată ca în tabela 8.14 în care sînt incluse în afara stărilor R, S, T și Q și stările intermediare A și B.

Tabela 14

Tabelul de adevăr al circuitului RST

S_n	R_n	T	A	B	Q_{n+1}
0	0	0	1	1	Q_n
1	0	0	1	1	Q_n
0	1	0	1	1	Q_n
1	1	0	1	1	Q_n
0	0	0→1	1	1	Q_n
1	0	0→1	1→0	1	1
0	1	0→1	1	1→0	0
1	1	0→1	1→0	1→0	nedefinit

Din primele patru coloane se observă că pentru $T = 0$ se obține $A = B = 1$ și nu are loc nici o schimbare a stării de la ieșire, indiferent de stările lui R și S. Cînd starea T se modifică de la 0 la 1 Q_{n+1} nu se modifică dacă $S = R = 0$. Însă dacă $S_n = 1$, $R_n = 0$ se obține $Q_{n+1} = 1$ (SET) iar dacă $S_n = 0$, $R_n = 1$ se obține $Q_{n+1} = 0$ (RESET). Dacă $S_n = R_n = 1$ și T trece în starea 1 atunci A și B trec în starea 0 și stările de la ieșire sînt nedefinite. Condiția $S_n = R_n = 1$ trebuie evitată. Bistabilul sincron RST se mai numește și semiregistru.

8.6.5. Bistabilul JK

Bistabilul JK elimină nedeterminarea care apare la ieșirea bistabililor anteriori pentru o anumită combinație a stărilor la intrare. Pentru toate combinațiile de valori aplicate la intrări starea ulterioară a bistabilului JK

este univoc determinată. Schema logică este reprezentată în figura 8.24*a* iar simbolul în circuit este reprezentat în figura 8.24 *b*. Un circuit JK se obține folosind un bistabil RS și două porți SI. Fiecare poartă SI are o intrare luată de la ieșirea circuitului. Cînd la intrarea trigger (T) este nivelul logic 0, cele două porți SI nu afectează circuitul și acesta se men-

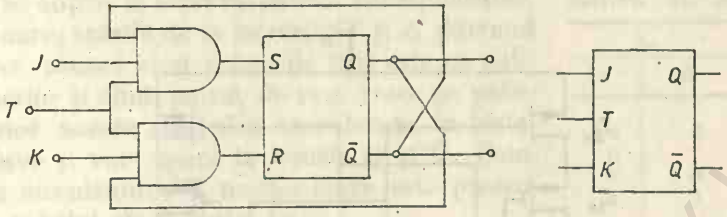


Fig. 8.24

ține în starea prezentă. Cînd se aplică puls trigger la intrarea T, adică acesta se aduce la nivelul logic 1, funcționarea circuitului depinde și de celelalte intrări ale porții SI. Porțile SI avînd una din intrări conectată la circuitul de ieșire, una din ele va mai avea la o intrare nivelul logic 1 pe lîngă nivelul logic 1 aplicat la intrarea T. În plus, porțile SI mai au intrările J și K. Există patru combinații posibile ale stărilor la intrările J și K, reprezentate în tabela 8.15. Cînd intrările J și K se află la nivelul logic 0

Tabela 8.15

Tabelul de adevăr al circuitului JK

J	K	Q	$\bar{Q}$
0	0	Nu se modifică	
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	Triggerare	

porțile SI sînt inoperante și nu se întîmplă nimic la apariția unui puls de tact.

Dacă intrarea J se află la nivelul logic 0 și intrarea K se află la nivelul logic 1 și ieșirea Q se găsește la nivelul logic 1, atunci un puls trigger corespunzător nivelului logic 1 va face ca toate intrările porții SI conectate la intrarea R să se afle la nivelul logic 1, astfel că ieșirile vor avea stările finale $Q = 0$ și $\bar{Q} = 1$. Dacă intrarea K se află la nivelul logic 0 și intrarea J se află la nivelul logic 1 și dacă ieșirea Q se află la nivelul logic 1, atunci aplicarea unui puls trigger corespunzător nivelului logic 1 va conduce la stările de ieșire $Q = 1$ și $\bar{Q} = 0$. Dacă J și K se află la nivelul logic 1, atunci acțiunea unui puls trigger va comuta ieșirile în starea complementară. De exempul, dacă $Q = 0$ și $\bar{Q} = 1$ acțiunea unui puls trigger va conduce la condiția $Q = 1$ și $\bar{Q} = 0$, următorul puls trigger va conduce la condiția $Q = 0$ și $\bar{Q} = 1$ ș.a.m.d.

În figura 8.25 este reprezentat un circuit JK CMOS. Tranzistoarele T_1 și T_2 constituie circuitul de bază NICI la bistabilul RS, tranzistoarele T_3 și T_4 îndeplinesc proprietățile JK și tranzistorul T_5 îndeplinește funcția trigger; pe acesta din urmă se aplică pulsul de tact. O variantă a circuitului JK este circuitul JK master-slave, reprezentat în figura 8.26 *a*.

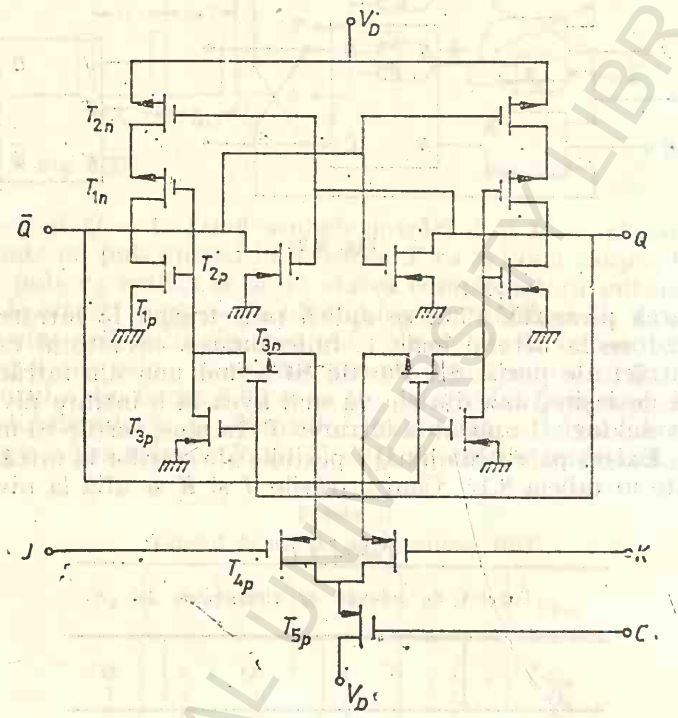


Fig. 8.25

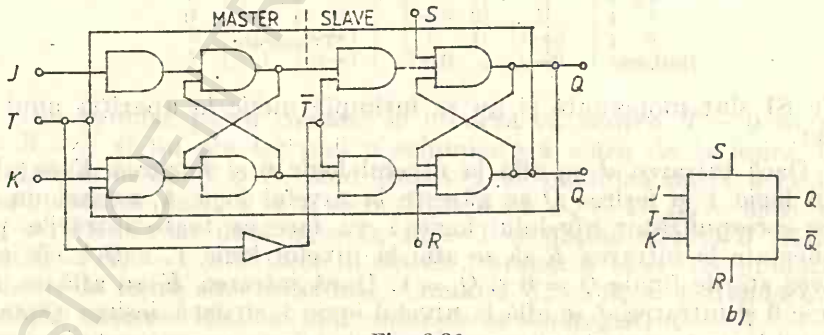


Fig. 8.26

Simbolul utilizat în circuit este reprezentat în figura 8.26 *b*. Așa cum reiese din această figură bistabilul master primește impulsul de tact T pe cînd bistabilul slave primește impulsul de tact $\bar{T}$, inversat. Circuitul master acceptă date atunci cînd impulsul de tact se află pe palierul superior și este inhibat, adică nu suferă nici o modificare, atunci cînd impulsul de tact se află pe palierul inferior (ca în cazul bistabilului RST: tabela de

adevăr 14). Bistabilul slave este izolat de bistabilul master atunci cînd impulsul de tact se află pe palierul superior, deoarece pe intrarea sa T se aplică palierul inferior al impulsului de tact (intrarea sa primește impulsul inversat). Cînd impulsul de tact T este pe palierul inferior bit-ul din master este transferat în slave și se obține la ieșiri răspunsul corespunzător. Prin urmare, stările de la intrările J și K pătrund în master atunci cînd pulsul de tact este pe palierul superior și cînd pulsul de tact trece pe palierul inferior aceste stări sînt transferate în bistabilul slave și vor apare la ieșirile Q și $\bar{Q}$. Comportarea circuitului JK master-slave este prezentată în tabelul de adevăr 16.

Tabela 8.16

Tabelul de adevăr al circuitului JK master-slave

t_n		t_{n+1}
J	K	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}_n$

Se observă că sînt permise și valorile $J = 1$, $K = 1$ și la T_{n+1} se obține ieșirea Q_n. Dacă J și K sînt menținute la nivelul logic 1 ieșirile își schimbă starea la fiecare puls de tact. Semnalele aplicate la S și R acționează direct asupra circuitului independent de starea intrărilor J și K, după următoarea tabelă

S	R	Q	$\bar{Q}$
0	1	1	0
1	0	0	1

8.7. Registre

Există registre de stocare și registre de deplasare. Registrul de stocare (tampon) este un ansamblu de n bistabili prevăzut cu n intrări și n ieșiri. Se utilizează pentru memorarea unui cuvînt de n biți, adică a unei combinații de valori logice de n variabile. Datele aduse la intrări sînt transferate în registru prin comanda pe intrarea de tact. Registrul de deplasare este un ansamblu de bistabili conectați în paralel care se utilizează pentru efectuarea de operații aritmetice în codul binar, la conversia paralel-serie/serie-paralel a cuvintelor de cod în sistemele numerice de prelucrare a datelor.

În figura 8.27 este reprezentat un registru de deplasare. Forma undelor care trec prin registru este reprezentată în figura 8.28. Pulsul

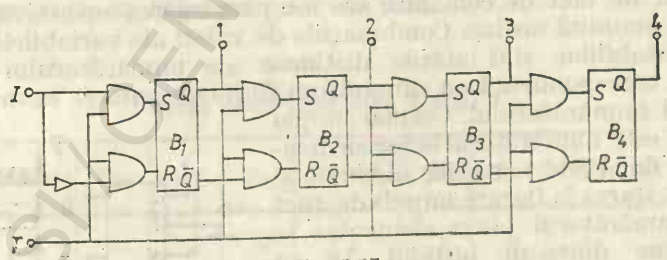


Fig. 8.27

de la intrare I este inversat de către un inversor și ambele pulsuri, cel direct și cel inversat, împreună cu pulsurile de tact se aplică la intrările a două circuite SI. Dacă la intrare se aplică un puls de nivel logic 1 și un puls de tact, atunci poarta SI de sus alimentează intrarea S a bistabilului B_1 cu nivelul logic 1. Dacă, dimpotrivă la intrarea I se aplică nivelul logic

0, acesta inversat se aplică la intrarea porții SI de jos ca nivel logic 1 și dacă în același timp se aplică un impuls de tact se obține la intrarea R a bistabilului B_1 nivelul logic 1, ceea ce face ca la ieșirea sa să se obțină $Q=0$. Cînd apare al doilea puls de tact, stările de la Q și $\bar{Q}$ ale lui B_1 vor fi transferate la S și R ale lui B_2 prin intermediul celui de al doilea set de porți SI iar la intrările bistabilului B_1 vor fi aplicate alte date. La al treilea puls de tact stările de la B_2 vor fi transferate la B_3, stările de la B_1 vor fi transferate la B_2 și la intrarea B_1 vor intra alte pulsuri. Prin urmare, pulsurile de date de nivel logic 0 și 1 sînt transferate în serie de la un bistabil la bistabilul vecin. Forma undelor prin registru este reprezentată în figura 8.28.

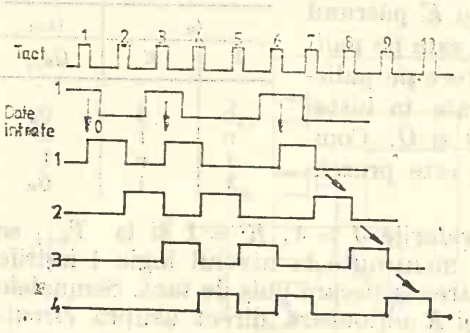


Fig. 8.28

Chiar dacă datele de la intrare se modifică la timpi aleatori, datele la ieșirea fiecărui bistabil se modifică sincron cu impulsurile de tact. Dacă se utilizează numere cu patru biți, atunci porțile conectate la ieșirile 1, 2, 3, 4 pot fi activate la fiecare patru pulsuri de tact și valorile numărului de patru biți prezent atunci în registru vor fi transferate în patru canale paralele pentru o prelucrare ulterioară. Registrul de deplasare poate fi folosit, de asemenea, ca circuit de întîrziere.

8.8. Numărătoare de impulsuri

Numărătorul de impulsuri este un circuit digital care permite stabilirea numărului de impulsuri aplicate la intrarea sa și care menține acest număr în absența aplicării unor alte pulsuri la intrare [7]. Numărătorul este un circuit logic secvențial cu un număr finit de stări distincte. Sub acțiunea impulsurilor de tact de comandă are loc parcurgerea succesivă a acestor stări într-o anumită ordine. Combinațiile de valori ale variabilelor asociate ieșirilor bistabililor sînt stările distincte ale numărătorului; punerea acestora în corespondență cu submulțimi finite de numere naturale reprezintă codul numărătorului. Cel mai simplu numărător este numărătorul binar elementar. El are două stări stabile distincte și își schimbă starea la fiecare impuls de tact aplicat. Numărătorul binar elementar se poate obține dintr-un bistabil JK cu intrările de date în starea $J = K = 1$, (fig. 8.29 *a*). Forma undelor de la ieșire în cazul unei succesiuni de impulsuri de tact periodice este reprezentată în figura 8.29 *b*. Prin conectarea în cascadă a mai multor numărătoare elementare se obține numărătorul asincron. Ieșirea unei celule de numărare, bistabil, reprezintă semnalul de tact ce se aplică la intrarea celulei următoare. Dacă numărătorul are n celule elementare conectate în cascadă, atunci prin aplicarea semna-

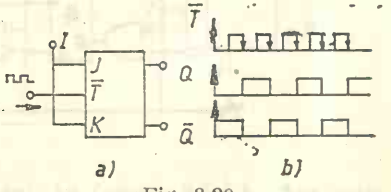


Fig. 8.29

lelor de tact la intrarea primei celule de numărare numărătorul parcurge succesiv cele 2^n stări distincte. Considerăm un numărător asincron cu trei etaje, realizat cu trei bistabili JK. El are $2^3 = 8$ stări distincte. Toate intrările J și K sînt conectate la nivelul logic 1 și toate intrările S și R rămîn la nivelul logic 0 (fig. 8.30). Atunci cînd $J = K = 1$ avem $Q_{n+1} = \bar{Q}_n$

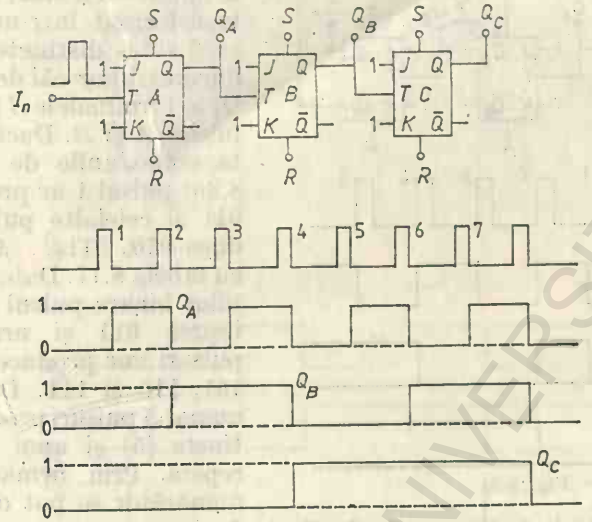


Fig. 8.30

și bistabilul își modifică starea la fiecare puls de tact. Pulsurile de intrare se aplică la terminala T a bistabilului A. Să presupunem că bistabilul comută la sfîrșitul pulsului de tact (pe porțiunea sa de cădere). Ieșirea Q_A este conectată la terminala T a bistabilului B, astfel că bistabilul B își modifică starea cînd Q_A trece de la 1 la 0 la pulsul de intrare 2. De asemenea, ieșirea Q_B acționează asupra bistabilului C și acesta își schimbă starea la impulsul de intrare 4. Stările de ieșire după fiecare puls sînt prezentate în tabela de adevăr 8.17.

Tabela 8.17

Stările numărătorului cu 3 etaje

Pulsul	Q_C	Q_B	Q_A	Pulsul	Q_C	Q_B	Q_A
0	0	0	0	5	1	0	1
1	0	0	1	6	1	1	0
2	0	1	0	7	1	1	1
3	0	1	1	8	0	0	0
4	1	0	0				

Ieșirile se așează în ordinea Q_C, Q_B, Q_A cu pulsul cel mai puțin semnificativ în dreapta. În acest caz ieșirile corespund numărului binar al pulsului (în cazul de față numărul binar are 3 biți). De exemplu, după pulsul 4 ieșirea este 100. După al optulea puls toate etajele revin la starea

inițială, în care ieșirile sînt zero. Numărul N de stări permise care sînt parcurse la o funcționare normală se numește capacitatea numărătorului sau factorul de divizare. Un numărător cu n celule are 2^n stări permise. Capacitatea unui numărător de n celule poate fi micșorată la o valoare mai mică decît 2^n. Un exemplu este reprezentat în figura 8.31, unde un numărător cu trei celule binare cu 8 stări distincte este transformat într-un numărător cu 5 stări distincte prin introducerea unor căi de reacție de la $\bar{Q}_c$ la terminalele S (SET) ale celulelor A și B. Dacă nu ar exista conexiunile de reacție (fig. 8.30) pulsul 1 ar produce ieșirea 011 și celelalte pulsuri ar produce 010, 011,...,000, conform cu tabela 8.17. Datorită conexiunilor binare pulsul 1 va produce ieșirea 011 și următoarele 4 pulsuri vor produce ieșirile 100, 101, 110 și 111. De astă dată numai 5 pulsuri produc stări distincte (5) și apoi secvența se repetă. Prin urmare cu acest numărător se pot obține numai 5 semne pe care le notăm cu 1, 2, 3, 4, 5 și vom avea următorul cod, care diferă de codul binar de bază, 421 :

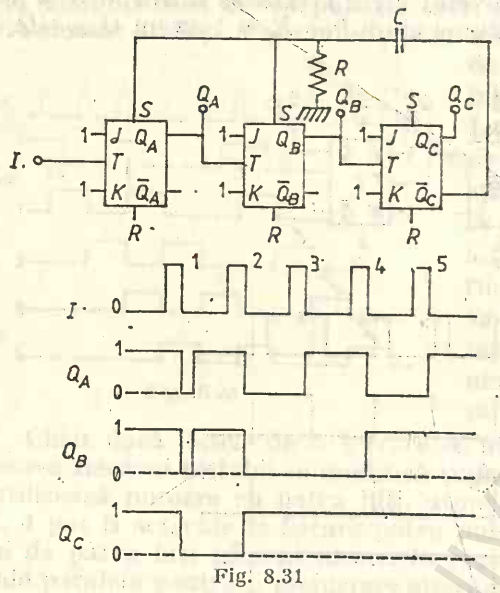


Fig. 8.31

Numărul zecimal	1	2	3	4	5
$Q_CQ_BQ_A$	011	100	101	110	111

Să considerăm acum un numărător cu 4 celule elementare. Acesta are $2^4 = 16$ stări distincte. Sistemul zecimal are 10 cifre : 0, 1, 2,..., 9, astfel că în acest numărător trebuie să micșorăm numărul de stări distincte de la 16 la 10. Aceasta se realizează în circuitul reprezentat în figura 8.32 prin introducerea unei conexiuni de reacție R, a unei conexiuni AD, de alimentare directă și a unei porți SI care comandă intrarea J a celulei elementare D. Primul bistabil din figura 8.32 are $J = K = 1$ și funcționează ca un simplu circuit de tact care-și schimbă starea Q_A în complementul său la fiecare puls de intrare. Funcționarea bistabilului B depinde de starea bistabilului D. După pulsul 0 presupunem că $Q_D = 0$ și $\bar{Q}_D = 1$. Această stare a lui D nu se va modifica decît după al optulea puls, cînd $Q_D = 1$ și $\bar{Q}_D = 0$. Ca rezultat B are $J = K = 0$ și el nu-și va schimba starea pînă cînd Q_D nu recapătă valoarea 1 și deci $J = K = 1$ pentru bistabilul B. Pulsul 9 determină schimbarea stării bistabilului A, după cum este de așteptat, iar pulsul 10 determină modificarea lui Q_A de la 1 la 0 fără a produce o modificare a stării lui B. Totuși, modificarea lui Q_A dă un impuls de tact pe D astfel că Q_D trece în starea 0. Prin urmare după 10 pulsuri bistabilii se află în starea originală 0. Stările numărătorului zecimal (cu 10 cifre) sînt reprezentate în tabela 8.18.

Cele zece semne sînt în codul binar $Q_DQ_CQ_BQ_A$: 0000, 0001, 0010, 0011, 0100, 0101, 0110, 0111, 1110, 1111, care corespund cifrelor zecimale 0, 1, 2. 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. Acest cod binar-zecimal este puţin modificat faţă de corul binar-zecimal 8421. Numărătorul din figura 8.32

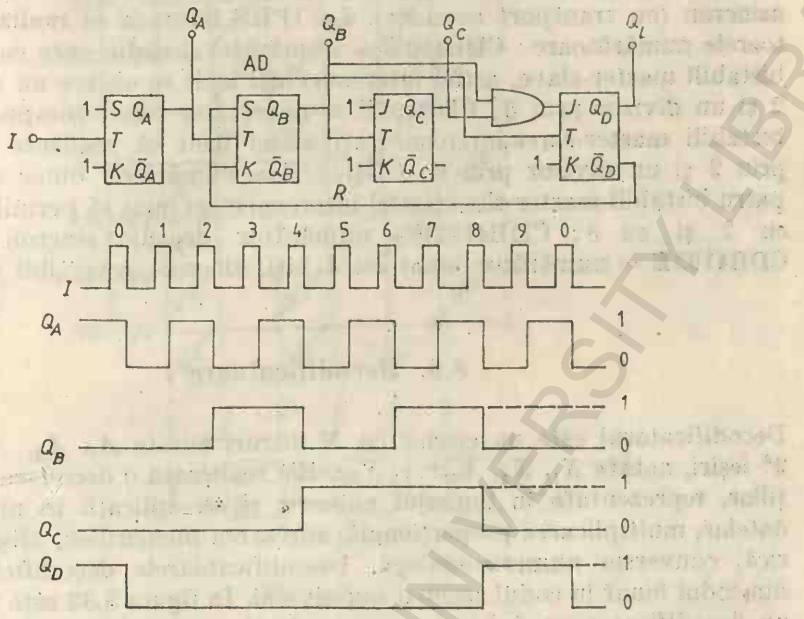


Fig. 8.32

Tabela 8.18

Stările numărătorului zecimal

Pulsul	Q_A	$\bar{Q}_A$	Q_B	$\bar{Q}_B$	Q_C	$\bar{Q}_C$	Q_D	$\bar{Q}_D$
0	0	1	0	1	0	1	0	1
1	1	0	0	1	0	1	0	1
2	0	1	1	0	0	1	0	1
3	1	0	1	0	0	1	0	1
4	0	1	0	1	1	0	0	1
5	1	0	0	1	1	0	0	1
6	0	1	1	0	1	0	0	1
7	1	0	1	0	1	0	0	1
8	0	1	1	0	1	0	1	0
9	1	0	1	0	1	0	1	0
10	0	1	0	1	0	1	0	1

reprezintă o decadă. Un numărător practic conţine mai multe decade care se conectează între ele prin reţele de cuplaj. Acestea sînt porţi SI care au intrările conectate la Q_A şi Q_D ale decadei precedente iar ieşirea conectată la intrarea I a decadei următoare. Reţeaua de cuplaj transmite un semnal la decada vecină numai după ce decada din faţă a numărat de la 9 la 0.

BCU CLUJ / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Datorită timpului finit de propagare a pulsului prin fiecare circuit basculant, numărătoarele asincrone au frecvența maximă de tact limitată. În cazul numărătorului sincron toți bistabilii sînt comandați, pe intrările de tact, cu același semnal de tact [3, 4]. În acest caz se elimină inconvenientul întîrzierilor cumulative ale bistabililor care apar în numărătorul asincron (cu transport succesiv). La IPRS-Băneasa se realizează următoarele numărătoare: CDB490E = numărător decadic, care conține patru bistabili master-slave, astfel interconectați încît se obține un divizor prin 2 și un divizor prin 5; CDB492E = numărător binar compus din patru bistabili master-slave, interconectați astfel încît să realizeze un divizor prin 2 și un divizor prin 6; CDB493E = numărător binar compus din patru bistabili master-slave astfel interconectați încît să permită divizarea cu 2 și cu 8; CDB4192E = numărător decadic sincron reversibil; CDB4193E = numărător binar cu 4 biți, sincron, reversibil etc.

8.9. Decodificatoare

Decodificatorul este un circuit cu N intrări notate A_1, A_2, ..., A_n și cu 2^N ieșiri, notate X_1, X_2, X_3, ..., X_{2N}. Ele realizează o decodare a informațiilor, reprezentate în limbajul numeric și au aplicații în multiplicarea datelor, multiplicarea proporțională, adresarea memoriilor, afișarea numerică, conversia numeric-analogă. Decodificatoarele decodifică semnalul din codul binar în codul zecimal sau alt cod. În figura 8.33 este reprezentat un decodificator cu doi biți care are două intrări A_1, A_2 și patru ieșiri X_1, X_2, X_3, X_4. Variabilele binare se pot grupa în patru combinații distincte care sînt 00, 01, 10, 11 pentru fiecare fiind selectată una din cele patru ieșiri. În construcția sa intră două inversoare și patru circuite SI—NU. În figura 8.34 este reprezentat un decodificator cu 3 biți cu care se pot obține la ieșire numerele zecimale 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7. Scrierea acestor cifre în codul binar este reprezentată în partea stîngă a figurii. Ieșirile de la bistabilii registrului de deplasare sînt conectate la liniile în care sînt conectate diodele; fiecare linie verticală este conectată la un circuit SI cu logică pozitivă cu patru intrări. La liniile orizontale este conectată tensiunea $+V$. În aceste condiții orice diodă conectată la starea $Q = 0$ a bistabilului va conduce, astfel că linia respectivă va fi pusă la masă. Pentru orice stare a bistabililor o singură linie orizontală nu va fi la potențial zero și ea va transmite potențialul $+V$ la terminala coespunzătoare numărului zecimal echivalent al numărului binar considerat. Decodificatorul cu trei biți se construiește în mod curent cu trei circuite inversoare și opt circuite SI—NU. În figura 8.35 este reprezentat decodificatorul cu patru biți care conține patru circuite inversoare și zece circuite

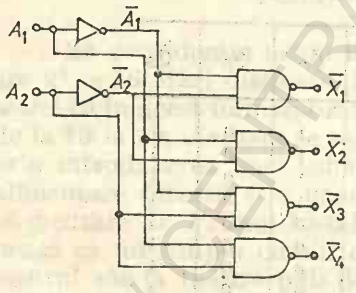


Fig. 8.33

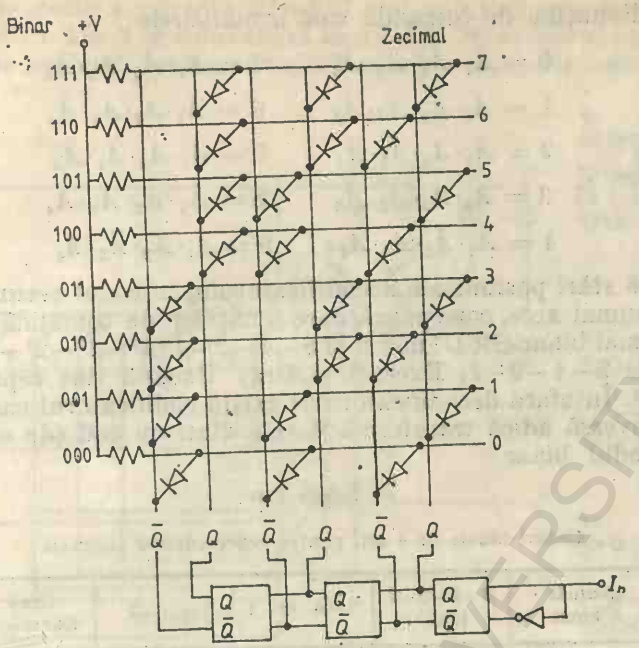


Fig. 8.34

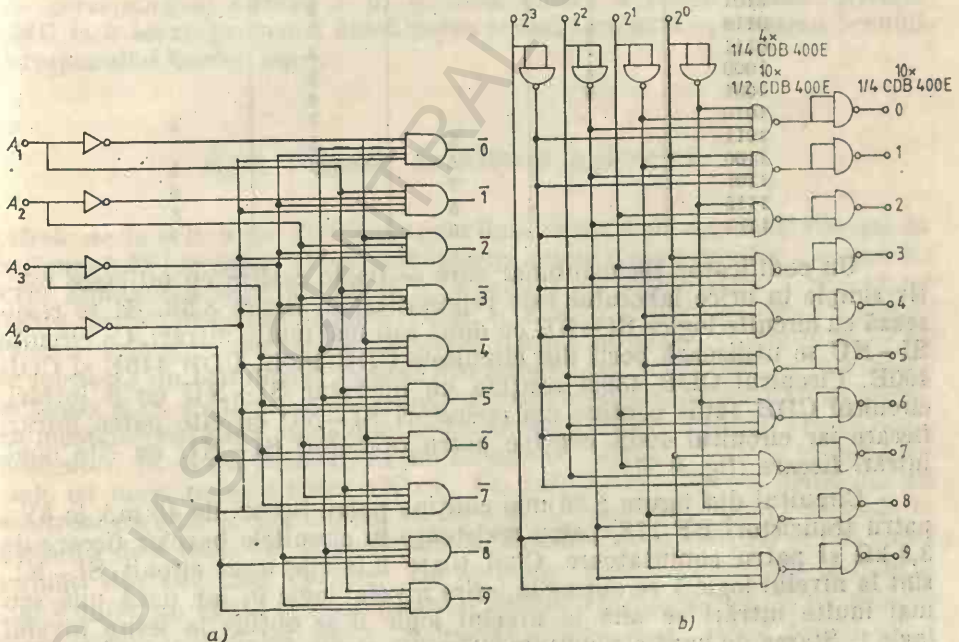


Fig. 8.35

BCU IASI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

SI—NU. Ecuațiile de comandă sînt următoarele:

$$0 = \bar{A}_1 \cdot \bar{A}_2 \cdot \bar{A}_3 \cdot \bar{A}_4 \qquad 5 = A_1 \cdot \bar{A}_2 \cdot A_3 \cdot \bar{A}_4$$

$$1 = A_1 \cdot \bar{A}_2 \cdot \bar{A}_3 \cdot \bar{A}_4 \qquad 6 = \bar{A}_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot \bar{A}_4$$

$$2 = \bar{A}_1 \cdot A_2 \cdot \bar{A}_3 \cdot \bar{A}_4 \qquad 7 = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot \bar{A}_4$$

$$3 = A_1 \cdot A_2 \cdot \bar{A}_3 \cdot \bar{A}_4 \qquad 8 = \bar{A}_1 \cdot \bar{A}_2 \cdot \bar{A}_3 \cdot A_4$$

$$4 = \bar{A}_1 \cdot \bar{A}_2 \cdot A_3 \cdot A_4 \qquad 9 = A_1 \cdot \bar{A}_2 \cdot \bar{A}_3 \cdot A_4$$

Din cele 16 stări posibile ale decodificatorului în codul zecimal binar sînt necesare numai zece, corespunzătoare ecuațiilor de comandă de mai sus. Codul zecimal binar (BCD) numit și 8—4—2—1 ($2^3—2^2—2^1—2^0$) împreună cu codurile 2—4—2—1, Exces-3 și Gray Exces-3 sînt reprezentate în tabela 8.19. În afara decodificatorului există codificatorul care efectuează operația inversă adică transformă datele dintr-un cod (de exemplu zecimal) în codul binar.

Tabela 8.19

Coduri binare de 4 biți pentru reprezentarea zecimală

Număr binar	8—4—2—1 (BCD)	2—4—2—1	Exces—3	Gray Exces—3
0000	0	0		
0001	1	1		
0010	2	2		0
0011	3	3	0	
0100	4	4	1	4
0101	5		2	3
0110	6		3	1
0111	7		4	2
1000	8		5	
1001	9		6	
1010			7	9
1011		5	8	
1100		6	9	5
1101		7		6
1110		8		8
1111		9		7

Un codificator zecimal-binar care se poate realiza cu mijloace relativ simple în orice laborator este reprezentat în figura 8.36. El se realizează cu circuite logice SI—NU cu două sau mai multe intrări. Ca circuite SI—NU se utilizează porți din circuitele CDB 430E, CDB 440E și CDB 400E. Circuitul CDB 430E conține un operator SI—NU cu 8 intrări, circuitul CDB 440E conține doi operatori SI—NU cu cîte patru intrări fiecare iar circuitul 400E conține patru operatori SI—NU cu cîte două intrări fiecare (fig. 8.37).

Circuitul din figura 8.36 mai conține patru becuri de 40 mA la 6V, patru tranzistori BF 178, patru rezistențe în circuitele bazelor fiecare de 3,3 kΩ și patru comutatoare. Cînd toate intrările unui circuit SI—NU sînt la nivelul logic 1 se obține la ieșire nivelul logic 0, iar dacă una sau mai multe intrări se află la nivelul logic 0 se obține la ieșire nivelul logic 1. Starea de bază a comutatoarelor din figura 8.36 este 1 și în această

situație ieșirile celor 4 circuite SI—NU sînt la nivel zero corespunzînd cifrei binare zero. Dacă se conectează la masă întrerupătorul asociat unui anumit număr zecimal, acesta comandă apariția nivelului logic 1 la ieși-

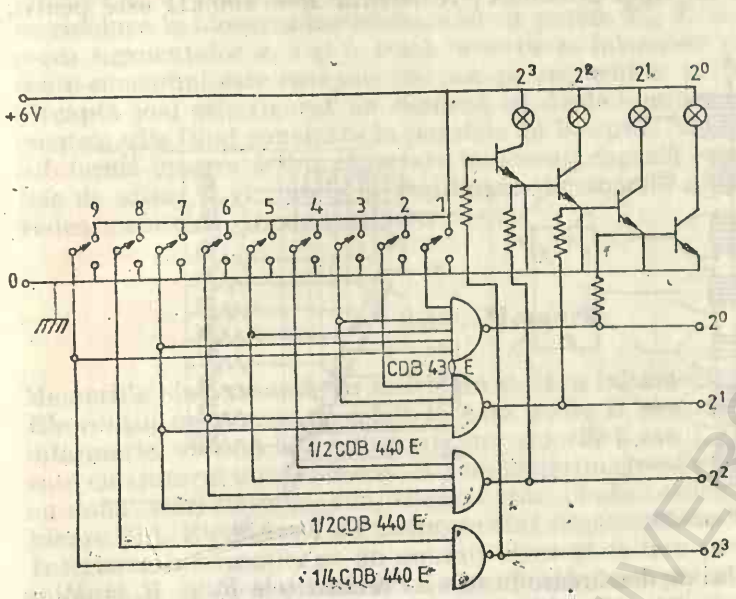


Fig. 8.36

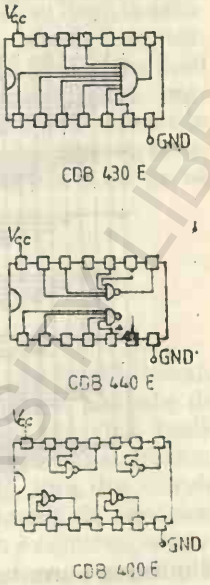


Fig. 8.37

rile corespunzînd cifrelor 1 în scrierea binară a acelui număr. Nivelul UNU la o ieșire provoacă deschiderea tranzistorului și aprinderea becului corespunzînd acelei ieșiri.

8.10. Scheme de afișare numerică

Cifrele de la 0 la 9 pot fi afișate prin iluminarea unor segmenți dispuși ca în figura 8.38 (dreapta). O celulă de afișare a unui număr conține 7 segmenți. Prin iluminarea segmenților *a*, *b*, *g*, *c* și *d* se obține cifra 5 notată pe figură, prin iluminarea segmenților *a*, *b*, *c*, *d*, *g* se obține cifra 3 ș.a.m.d. Pentru aplicarea semnalelor necesare pentru obținerea conturului dorit se folosește un codificator format din circuite SAU, așa cum se reprezintă în figura 8.38. Pentru iluminarea celor șapte segmente se pot utiliza becuri cu incandescență sau diode luminescente (a se vedea capitolul Diode luminescente). În afara elementelor de afișare cu segmenți există tuburi speciale cu neon numite tuburi Nixie. Un tub Nixie este construit din 10 electrozi care au forma cifrelor de la 0 la 9, așezate în plane paralele la distanța de 1 mm. Cei 10 electrozi sînt catozi. Tubul conține și doi anozi formați din site fine metalice. La aplicarea unei tensiuni de ordinul a 100 V între un catod și anod apare o descărcare luminescentă de culoare roșie, caracteristică, în jurul electrodului alimentat, avînd forma cifrei respective. Comanda polarizării diverșilor electrozi se poate face cu aju-

BUCUREȘTI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

torul unor tranzistoare din siliciu, așa cum se reprezintă în figura 8.39. O tensiune pozitivă aplicată pe una din intrări produce deblocarea tranzistorului și apariția descărcării pe electrodul din colectorul acestuia. Tranzistoarele pot fi de tipul 2SC268A; rezistența $R = 100$ kΩ este pentru

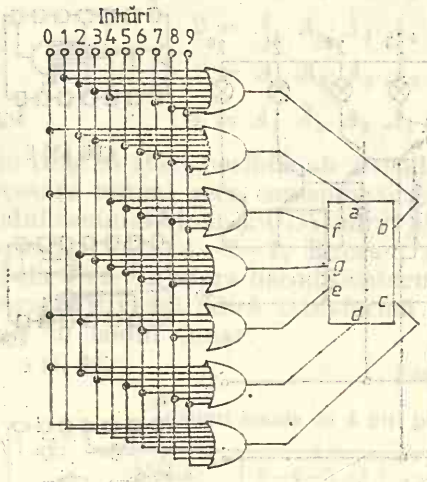


Fig. 8.38

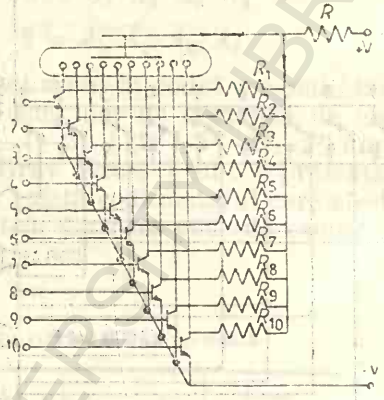


Fig. 8.39

limitarea curentului de descărcare în tub iar rezistențele $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = R_8 = R_9 = R_{10} = 5$ kΩ sînt pentru limitarea curenților din tranzistori. Cele 10 intrări pot fi conectate la cele 10 ieșiri ale unui decodificator binar-zecimal.

În figura 8.40 este reprezentat un indicator cu 7 segmente construit cu elemente discrete. Tranzistoarele T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6 T_7 sînt de tip

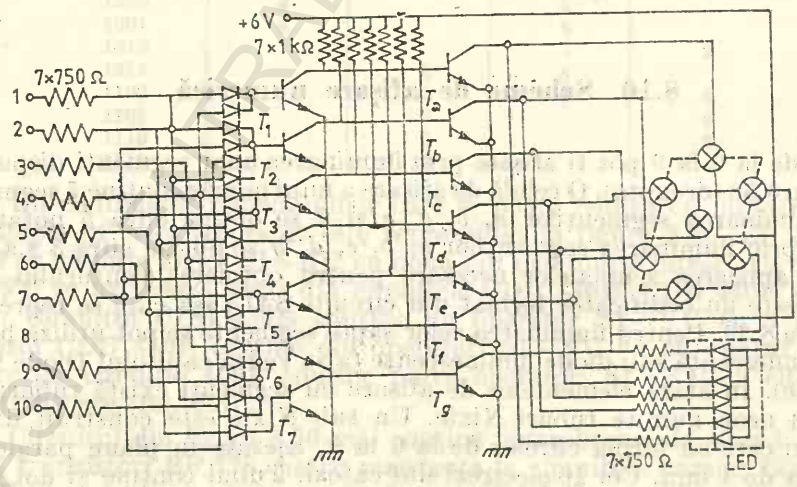


Fig. 8.40

BC 108B, tranzistoarele T_a, T_b, T_c, T_d, T_e, T_f, T_g sînt de tip BF 178; la intrare se folosesc 21 diode de tip EFD 110 și 9 rezistențe de 750 Ω fiecare. Iluminarea segmentelor se face cu becuri care funcționează la 6 V

și 45 mA. Aplicarea unei tensiuni pozitive la una din intrări produce stingerea segmentelor care nu trebuie să participe la scrierea cifrei respective. De exemplu, dacă vrem să înscriem cifra 4, se aplică tensiune pozitivă la intrarea 4, în acest caz vor conduce tranzistoarele T_1, T_3 și T_6 ceea ce va conduce la blocarea tranzistoarelor de putere T_a, T_c și T_f și deci la stingerea segmentelor a, c și f. Dacă becurile se înlocuiesc cu diode luminescente consumul este mai mic (20 mA pe segment la 1,5 V). În figura 8.40 (dreapta jos) este figurat un element cu diode luminescente (LED), segmentele sale fiind conectate în paralele cu becurile. Toate aceste elemente sub formă integrată sînt conectate în aceeași capsulă care conține elementele de afișaj și circuitele de codificare și comandă din figura 8.38 (a se vedea capitolul Diode luminescente).

8.11. Memorii

Memoriile sînt ansambluri destinate stocării informației codificată binar. Ele conțin un număr de celule în care poate fi stocată cîte o unitate de informație, numită bit, care poate lua valorile 0 sau 1. Celulele sînt realizate cu ajutorul unor elemente de comutație (magnetice, electronice, optice) cu două stări fizice stabile, fiecărei stări fiindu-i asociată una din cifrele binare [1]. Elementele de memorie sînt organizate în formă de matrice. Înscrierea informației pe un anumit element se face prin excitarea concomitentă a liniilor orizontală și verticală corespunzătoare elementului respectiv. Principala utilizare a memoriilor este în calculatoarele electronice numerice. Există memorii de tip RAM și de tip ROM. Memoriile RAM (Random Access Memories) au posibilități de înscriere și citire și se utilizează în special pentru păstrarea datelor. Cele de tip ROM (Read Only Memories) au posibilități numai de citire și se utilizează în special pentru păstrarea programelor. Dezavantajul principal al memoriilor RAM îl constituie volatilitatea, adică pierderea informației odată cu întreruperea alimentării. De aceea ele se utilizează pentru păstrarea datelor a căror pierdere în caz de cădere a tensiunii de alimentare nu constituie o problemă critică. Din punct de vedere tehnologic memoriile de tip RAM se împart în trei categorii : bipolare, MOS și CMOS [8]. Memoriile RAM bipolare au cea mai mare viteză de lucru, au timpul de acces de ordinul a 10 ns, însă fiecare celulă a memoriei ocupă o suprafață mare pe pastila de siliciu și necesită consum relativ ridicat de putere. Fiind costisitoare, acest tip de memorii sînt utilizate, în etapa actuală, numai în microsisteme de tip bit-slice (Bit-slice este un circuit LSI care reprezintă o parte funcțională a unității aritmetice și logice corespunzătoare unei tranșe de 2 sau 4 biți, utilizat în microsisteme de mare viteză realizate în tehnologia bipolară).

O memorie cu tranzistori bipolari de tip CDB 481E, realizată la IPRS Băneasa, conține 16 circuite basculante dispuse într-o matrice 4×4. Așa cum se vede în diagrama conexiunilor (fig. 8.41 *a*) ea conține liniile de adresare X_j, Y_j, două amplificatoare, W_0, W_1, de scriere a informației și două amplificatoare, S_0, S_1, de citire a acesteia. Este o memorie volatilă, cu adresare directă și citire nedestructivă. Circuitul de funcționare a memoriei este reprezentat în figura 8.41 *b*, iar construcția unei celule de memorie este reprezentată în figura 8.42. Pentru adresarea unui bit se aplică nivelul logic 1 celor două linii X_i, Y_j corespunzătoare adresei i, j a

bitului [9]. Liniile de adresare neutilizate se menţin la nivelul logic 0. Pentru înscrierea informaţiei se aplică la intrarea amplificatorului de scriere corespunzător (W_0 sau W_1) nivelul logic 1, ceea ce are ca rezultat deschiderea unuia dintre tranzistoarele bistabilului selecţionat. După înscriere, intrarea amplificatorului de scriere se conectează din nou la

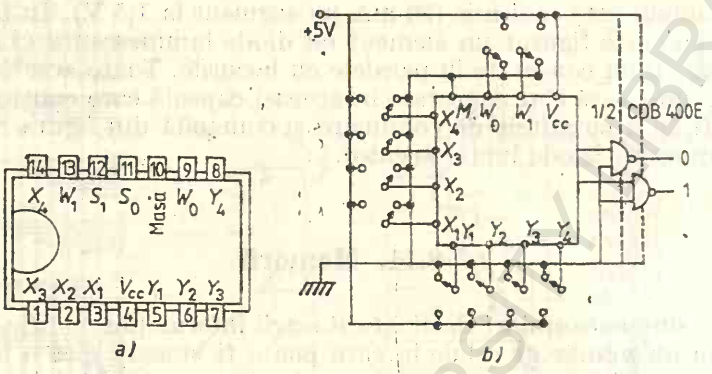


Fig. 8.41

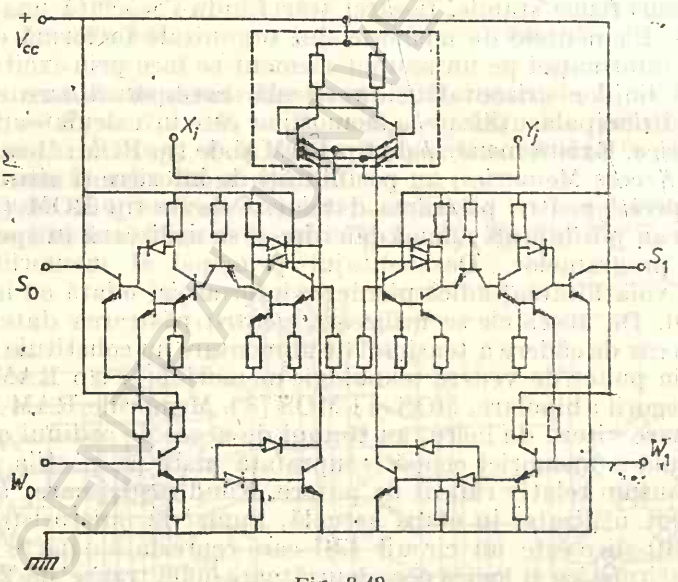


Fig. 8.42

nivelul logic 0. Curentul care trece prin tranzistorul conductor al circuitului basculant comandă unul din cele două amplificatoare de citire (S_0 sau S_1). Ieşirea amplificatorului comandat trece de la nivelul logic 1 la nivelul logic 0. Colectoarele tranzistorilor finali din amplificatoarele S_0 şi S_1 sînt în „aer", astfel că pentru polarizarea lor şi pentru a obţine nivelul logic 1 pentru afişare ele sînt cuplate la intrarea unor inversoare (realizate cu circuitele logice SI—NU cu două intrări). Ieşirile inversoarelor se conectează la bornele 0 şi 1 ale circuitului de afişare din figura 8.38. Pentru citire, adresarea unei celule se face la fel ca pentru înscriere. Memoriile

MOS de tip RAM ating capacități de pînă la 64 kbiți. Memoriile RAM pot fi statice sau dinamice. În memoria RAM statică informația odată înscrisă rămîne stabilă atîta timp cît există alimentare de la sursa de tensiune. În memoria de tip RAM dinamică, informația înscrisă se pierde în cîteva milisecunde dacă nu este reîmprospătată. Ea funcționează pe principiul înmagazinării informației sub formă de sarcină electrică folosind ca element de memorie capacitatea poartă-substrat a unui tranzistor MOS. Datorită curenților reziduali care tind să descarce condensatorul cu rol de memorie, păstrarea informației nu este permanentă. Pentru a păstra informația ea trebuie reîmprospătată la intervale de la 1 la 2 ms. Procesul de reîmprospătare constă în citirea periodică a informației și reînscrierea sa în aceleași cuvinte ale memoriei. Memoriile de tip RAM dinamic au o densitate mai mare de celule decît memoriile de tip RAM static. Memoriile ROM sînt memorii nevolatile, adică ele păstrează informația după ce s-a întrerupt alimentarea. După ce memoria a fost programată conținutul său nu poate fi modificat și ca urmare ea poate fi doar citită și este utilizată în special pentru a păstra programe. Elementele memoriei sînt interconectate prin procesul de fabricație pentru a memora o informație binară cu o structură fixă. Adresarea se face în mod similar ca la o memorie RAM. Utilizînd tehnologii speciale pot fi realizate memorii ROM al căror conținut se poate programa de către beneficiar sau chiar schimba de către acesta folosind metode specifice, ceea ce a condus la memoriile ROM programabile denumite PROM și la memoriile ROM reprogramabile denumite REPROM. O structură simplă de memorie MOSROM este reprezentată în figura 8.43. Informația binară ce urmează a fi memorată trebuie transmisă fabri-

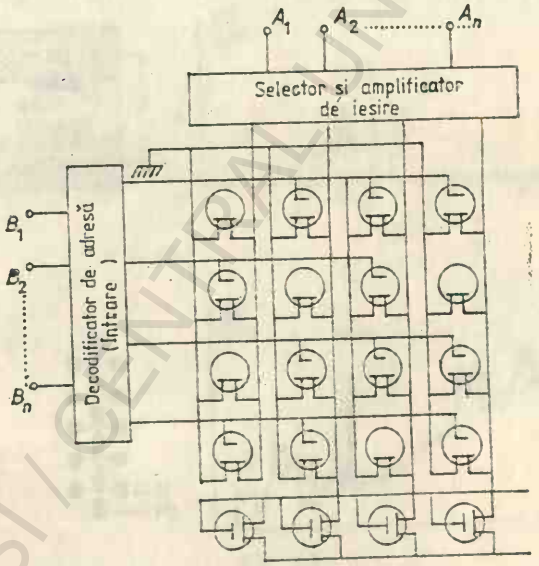


Fig. 8.43

cantului de către beneficiar, pentru realizarea unor măști care nu permit finalizarea completă a unui tranzistor în ultima etapă a procesului de fabricație acolo unde este necesară introducerea cifrei binare zero. Majoritatea memoriilor ROM conțin pe același substrat cu memoria circuitele

de decodificare și amplificatoarele de ieșire. Memoriile ROM au preț de cost scăzut și densitate mare pe unitatea de suprafață a pastilei de siliciu. Memoria MOS ROM static Intel 8316A are o capacitate de 16 kbiți iar memoria REPROM Intel 8708 are capacitatea de 8 kbiți [8, 9].

Tehnologia obținerii memoriilor este prezentată în detaliu în [1].

Bibliografie

1. V. Dolocan, *Fizica joncțiunilor cu semiconductoare*, Edit. Academiei, București, 1982.
2. R. L. Morris, J. R. Miller, *Proiectarea cu circuite integrate TTL*, Edit. tehnică, București, 1974.
3. A. Vătășescu ș.a., *Dispozitive semiconductoare. Manual practic*, Edit. tehnică, București, 1975.
4. A. Vătășescu ș.a., *Circuite integrate. Manual de utilizare* (vol. I), Edit. tehnică, București, 1979.
5. C. Nițu, I. Matlac, C. Feștilă, *Echipamente electrice și electronice de automatizare*, Edit. didactică și pedagogică, 1980.
6. P. Constantin ș.a., *Electronica industrială*, Edit. didactică și pedagogică, București, 1980.
7. E. Damachi ș.a., *Electronică*, Edit. didactică și pedagogică, București, 1979.
8. I. Dancea, *Microprocesoare*, Edit. Dacia, Cluj-Napoca, 1979.
9. P. Cioara, G. D. Popescu, *Circuite electronice*, Universitatea din Cluj-Napoca, 1974.

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

TUNELAREA INELASTICĂ A ELECTRONILOR

Spectroscopia bazată pe efectul tunel inelastic [1] este unica metodă de investigare a spectrelor de vibraţie a moleculelor din strate subţiri organice. Se utilizează cu succes în studiul suprafeţelor [2], în biochimie [3], în studiul adezivilor, al defectelor de radiaţie [4], al lubricanţilor şi la detecţia concentraţiilor infime de particule [5]. Din studiul spectrului de vibraţie a moleculelor se poate identifica natura şi chiar orientarea lor. Efectul tunel inelastic pe molecule organice a fost pus în evidenţă în structuri metal-izolator-metal în care izolatorul (de exemplu un oxid) este dopat cu molecule organice. Un mod de vibraţie $h\nu$ este detectat ca o variaţie slabă în caracteristica electrică a structurii la o tensiune V la care energia qV a electronilor care tunelează este egală cu $h\nu$. Derivata a doua a curentului în funcţie de tensiune prezintă un maxim la frecvenţa ν de vibraţie corespunzătoare tensiunii $V = h\nu/q$. Forma ideală a acestei caracteristici este reprezentată în figura 9.1 ; în partea de jos a acestei figuri este prezentată forma reală a spectrului. Structurile metal-oxid-metal se prepară

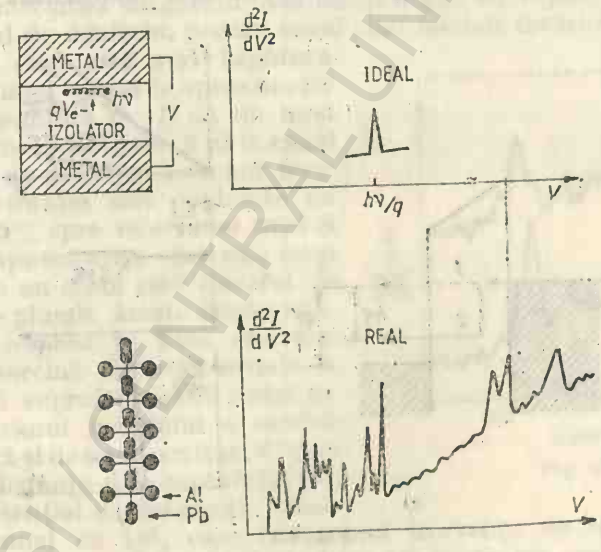


Fig. 9.1

de obicei pe plăcuţe de sticlă [6]. Întîi se evaporă un strat de aluminiu, apoi acesta se oxidează prin descărcarea luminscentă sau prin încălzire în atmosferă, obţinîndu-se un strat izolator de oxid. Acest strat se dopează cu molecule organice. Se depune apoi un al doilea strat metalic (de obicei din plumb) în cruce faţă de primul. Deoarece moleculele organice au un

număr mare de moduri de vibrație, în mod corespunzător apare în spectru un număr mare de maxime așa cum se observă în figura 9.1 (partea de jos) pentru moleculele de acid benzoic.

În comparație cu alte metode spectroscopice vibraționale, cum ar fi spectroscopia de infraroșu sau Raman, spectroscopia tunel are sensibilitate mai mare.

9.1. Efectul tunel inelastic

În figura 9.2 *a* este reprezentată diagrama de benzi de energie a unei structuri metal-izolator-metal. Dacă se aplică pe structură tensiunea V nivelurile Fermi din cele două metale A și B vor diferi între ele cu energia qV. Studiul dependenței de temperatură a caracteristicii electrice a arătat că în aceste procese de tunelare participă electronii din apropierea nivelurilor Fermi din electrozii metalici. Tunelarea elastică a electronilor implică trecerea unui electron dintr-o stare ocupată din metalul A într-o stare liberă din metalul B situată la același nivel energetic. Curentul datorat acestui tip de tunelare crește liniar cu tensiunea aplicată, așa cum se observă pe porțiunea inițială a carateristicii curent-tensiune (fig. 9.2 *b*). În afară de canalul de conducție prin tunelare elastică există un canal de conducție inelastică. În acest caz un electron din metalul A pierde energia $h\nu$ pentru a excita un mod vibrațional al unei molecule din stratul izolator și apoi trece pe o stare liberă din metalul B (calea *2* pe fig. 9.2). Curentul datorat conducției prin tunelare inelastică este reprezentat pe figură cu

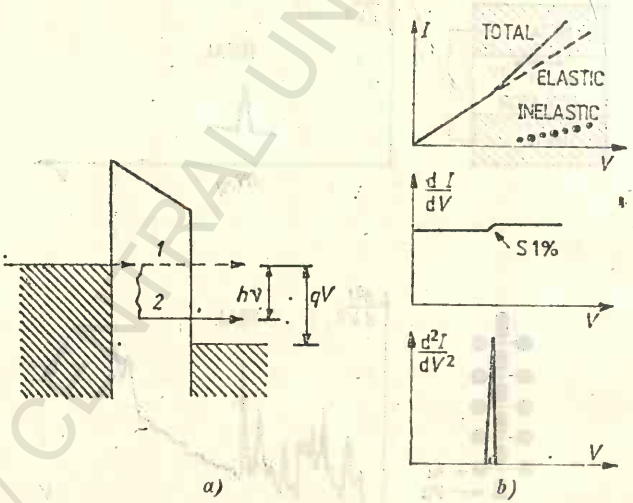


Fig. 9.2

linie punctată. Curentul total (linie plină) prezintă un cot la tensiunea $V = h\nu/q$. Acest cot devine o treaptă dacă se trasează caracteristica conductanță, dI/dV, în funcție de tensiune. Numai 1% din conductanță se datorează tunelării inelastice, ceea ce face ca fenomenul să fie greu observabil. Acest neajuns se înlătură dacă se efectuează diferențierea conductanței, adică se trasează graficul d^2I/dV^2 funcție de V. În acest caz treapta din

conductanță devine un maxim a cărui poziție $V = h\nu/q$ corespunde modului vibrațional $h\nu$. Acest rezultat se obține din legea conservării energiei și este independent de mecanismul de interacție electron-moleculă. Poziția picului este influențată de către stratul de oxid și de către electrodul metalic de deasupra. Rezultatele experimentale au arătat că spectrul vibrațional al moleculelor măsurat prin tunelare inelastică diferă de cel măsurat prin tehnici optice [7]. Aceasta se poate datora la două cauze: (1) reacției chimice dintre molecule și stratul de oxid pe care au fost adsorbite și (2) electrodului metalic evaporat peste molecule; acestea pot modifica frecvențele de vibrație ale moleculelor. De exemplu, în spectrul de vibrație al acidului formic obținut prin tunelare lipsește frecvența corespunzătoare energiei de 220 meV a carboxilatului [8], care se obține prin tehnica de infraroșu. Prin interacția acidului formic cu oxidul de aluminiu în structura $Al-Al_2O_3-Pb$ se formează ionul ($HCOO^-$). Se cunoaște că prezența unei cantități infime de vapori de apă dă naștere grupului O—H pe suprafața oxidului de aluminiu, ceea ce face ca suprafața oxidului să capete caracter bazic. În prezența unui acid, grupul O—H acceptă un proton din acid și părăsește suprafața oxidului sub formă de apă iar ionul rezultant din reacție devine legat ionic de suprafața oxidului. Pentru eliminarea acestui neajuns se poate lucra la temperaturi joase unde oxidul de aluminiu este mai puțin reactiv sau se lucrează cu oxizi mai puțin reactivi, cum este oxidul de plumb. Influența electrodului metalic de deasupra asupra spectrului de vibrație nu este determinată de vreo reacție chimică dintre metal și moleculele de studiat.

În figura 9.3 este reprezentat spectrul obținut din experiențe de tunelare în joncțiunea magneziu-oxid-metal dopat cu vapori de apă și cu vapori de oxid de deuteriu, pentru cazul cînd celălalt metal este plumb și pentru cazul cînd este aur. Legătura O—H dă un mod situat la aproximativ 450 meV iar legătura O—D dă un mod situat la 230 meV. Se observă că în cazul cînd metalul de deasupra este aur frecvențele de vibrație sînt deplasate cu aproximativ 5% spre valori mai mici și picurile corespunzătoare sînt mai largi în comparație cu cazul cînd metalul de deasupra este plumb. Aceste două modificări se pot explica pe baza efectului de dipol. O sarcină electrică situată la distanța d de suprafața unui metal induce în interiorul metalului o sarcină imagine (egală și de semn contrar, situată în metal la distanța d de suprafață) [9]. Apare un potențial de interacție atractiv, proporțional cu $1/d$, care micșorează frecvența de rezonanță. Lărgirea liniei se datorează faptului că d nu are peste tot aceeași valoare ci prezintă o anumită distribuție datorită faptului că, de exemplu, ionii O—H nu ocupă poziții echivalente pe suprafața oxidului. Metalul de deasupra care determină o deplasare mai mare determină și o lărgire mai mare a liniei. Pentru a se observa experimental deplasarea picului trebuie ca valoarea efectivă a lui d să fie aproximativ 1 Å. Lărgimea picului, în afară de contribuția de mai sus la lărgimea sa naturală, mai este influențată de doi factori importanți: temperatura și tensiunea de modulare.

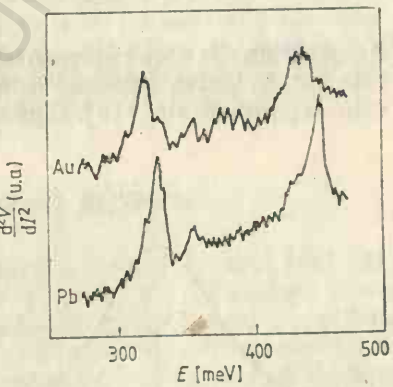


Fig. 9.3

Ultimul factor aduce contribuția cea mai importantă. Considerăm întîi influența temperaturii asupra unui mod de vibrație de energie $h\nu$ a cărui lărgime naturală este neglijabilă. Curentul de tunelare inelastică corespunzător acestui canal este dat de expresia [7]

$$I_i = C \int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{d}E f(E)\,[1 - f(E + qV - h\nu)].$$

Pentru urmărirea scopului propus, detaliile asupra interacției electron-moleculă sînt incluse în constanta C. Expresia de mai sus exprimă rezultatul simplu că un electron tunelează dintr-o stare ocupată dintr-un electrod într-o stare liberă în celălalt electrod. Substituind funcția Fermi în relația de mai sus, se obține

$$I_i = C \int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{d}E \left(\frac{1}{1 + \exp(E/kT)}\right)\left(1 - \frac{1}{1 + \exp[(E + qV - h\nu)/kT]}\right) =$$

$$= C(qV - h\nu)\frac{\mathrm{e}^x}{\mathrm{e}^x - 1},$$

unde $x = (qV - h\nu)/kT$. Efectuînd derivata de ordinul doi se obține

$$\frac{\mathrm{d}^2 I}{\mathrm{d}V^2} = C\frac{q^2}{kT}\mathrm{e}^x \frac{(x-2)\,\mathrm{e}^x + (x+2)}{(\mathrm{e}^x - 1)^3}.$$

Această funcție este reprezentată în figura 9.4 *a*. Lărgimea liniei la jumătate din valoarea maximă este $5{,}4\,kT/q$, valoare ce a fost obținută și pe cale experimentală [10]. Considerăm în continuare influența tensiunii de

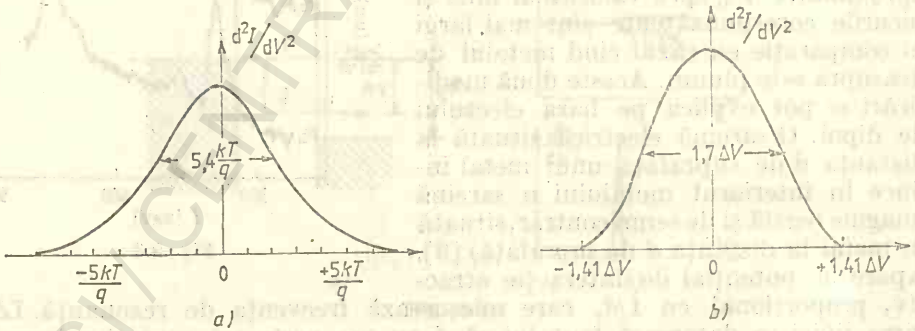


Fig. 9.4

modulare asupra lărgimii liniei. Să presupunem că peste tensiunea continuă V_0 se suprapune tensiunea de modulare $V_1 \cos \omega t$. Curentul poate fi scris sub forma

$$I = f(qV_0 + qV_1 \cos \omega t).$$

Pentru $qV_1 \ll qV_0$ expresia de mai sus se dezvoltă în serie

$$I(qV_0 + qV_1 \cos \omega t) = f(qV_0) + \frac{1}{1!} f'(qV_0)\, qV_1 \cos \omega t +$$

$$+ \frac{1}{2} f''(qV_0) \frac{1 + \cos 2\omega t}{2} + \ldots = I(qV_0) + I_\omega \cos \omega t + I_{2\omega} \cos 2\omega t + \ldots .$$

Înmulțind ambii membri cu $\cos 2\omega t$ și integrînd pe o semiperioadă se obține

$$I_{2\omega} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} f(qV_0 + qV_1 \cos \omega t) \cos 2\omega t \, dt.$$

Efectuînd schimbarea de variabilă $E = qV_1 \cos \omega t$ și integrînd de două ori prin părți se obține

$$I_{2\omega} \sim \int_{-qV}^{+qV} f''(qV_0 + E)\, [(qV_1)^2 - E^2]^{3/2}\, dE.$$

$I_{2\omega}$ este înfășurătoarea derivatei a doua înmulțită cu o funcție care este proporțională cu $[(qV_1)^2 - E^2]^{3/2}$, pentru $|E| < qV_1$, și este zero pentru $|E| > qV_1$. Această funcție este reprezentată în figura 9.4 *b* în funcție de $V = 0{,}707\, V_1$ (valoarea eficace a tensiunii de modulare) și reprezintă forma picului unui mod vibrațional dacă se neglijează lărgimea naturală și lărgirea termică. Pentru ca lărgirea liniei dată de tensiunea de modulare să fie egală cu lărgirea termică corespunzătoare temperaturii de 1 K este necesară o tensiune de modulare (eficace) $\Delta V = 0{,}27$ mV.

9.2. Teoria efectului tunel inelastic

Prima teorie a efectului tunel inelastic a fost formulată în anul 1967 [11] și a fost dezvoltată ulterior de alți autori [2, 12, 13]. În această primă teorie s-a presupus că interacția electron-moleculă este o interacție coulombiană între electron și momentul de dipol al moleculei. Presupunînd că molecula se află în originea axelor de coordonate, avînd momentul de dipol p_z în direcția z și electronul situat la distanțele z și $r_\perp$ (fig. 9.5), potențialul de interacție electron-moleculă este dat de expresia

$$U_i(z) = 2qp_z z/(z^2 + r_\perp^2)^{3/2}. \tag{9.1}$$

Deoarece există și un dipol imagine în electrodul metalic, în expresia de mai sus s-a dublat momentul de dipol p_z. Potențialul U_i de interacție se consideră ca o perturbație la potențialul $U(z)$ al barierei care se presupune de formă rectangulară, adică $U(z) = U$, pentru $0 \leq z \leq 1$ și $U(z) = 0$ în afara acestui interval. Elementul de matrice al tunelării, dacă se neglijează

BCU CLUJ / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

pierderea de energie prin tunelarea inelastică, este dat în aproximația WKB de expresia [6]

$$|M_{if}| \sim \exp\left\{-\int_0^l \mathrm{d}z \left\{\frac{2m}{\hbar^2}[U(z)+U_i-(E-E_\perp)]^{1/2}\right\}\right. \tag{9.2}$$

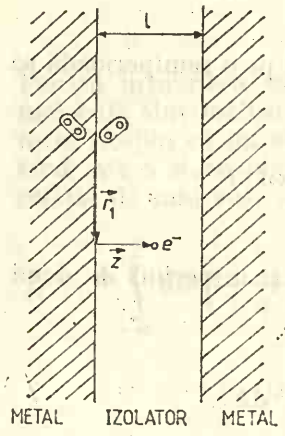


Fig. 9.5

unde E este energia totală a electronului și $E_\perp$ este energia cinetică asociată cu mișcarea perpendiculară pe direcția z. Considerînd $U(z)-(E-E_\perp)\cong\Phi$ este o constantă, dezvoltînd în serie în funcție de U_i/Φ și oprindu-ne la primul ordin, rezultă

$$|M_{if}| \sim \left[1+\left(\frac{2m}{\Phi}\right)^{1/2}\frac{qp_z}{\hbar l}g\left(\frac{r_\perp}{l}\right)\right]\cdot$$
$$\cdot\exp\left\{-\left(\frac{2m\Phi}{\hbar^2}\right)^{1/2}l\right\}, \tag{9.3}$$
$$g(x)=1/x-1/(1+x^2)^{1/2}.$$

Momentul de dipol p_z din expresia (9.3) este valoarea operatorului moment de dipol luată între starea fundamentală $|0\rangle$ și prima stare excitată $\langle 1|$ a modului vibrațional considerat. În cazul tunelării inelastice electronii merg într-o singură direcție. Folosind formalismul hamiltonianului de transfer se scrie curentul tunel inelastic

$$j_i=\frac{4\pi q}{\hbar}\sum_{k_i}\sum_{k_f}|M_{if}|^2 f(E_i)[1-f(E_f+qV)]N_i(E_i)N_f(E_f+$$
$$+qV)\,\delta(E_i-E_f-\hbar\omega_m), \tag{9.4}$$

unde se face sumarea peste stările inițiale k_i și stările finale k_f, $N_i(E_i)$ este densitatea stărilor inițiale (de unde pleacă electronii) și $N_f(E_f)$ este densitatea stărilor finale (unde sosesc electronii).

În metoda hamiltonianului de transfer se fac următoarele două aproximații: (a) se utilizează teoria perturbațiilor într-o situație de neechilibru și (b) se definesc două seturi separate de stări, pentru electrodul din stînga, N_i, și, respectiv, pentru electrodul din dreapta, N_f, care nu sînt ortogonale și deci nu alcătuiesc un set complet de stări pentru întregul sistem. Aproximația hamiltonianului de transfer este simplă și permite folosirea potențialelor moleculare realiste; ea a fost utilizată cu succes pentru studiul joncțiunilor tunel metal-izolator-metal (structura de benzi, efectul Josephson, structura de fononi). Primul termen din relația (9.3) reprezintă elementul de matrice al tunelării elastice. Al doilea termen din relația (9.3) reprezintă elementul de matrice al tunelării inelastice luate între starea fundamentală $|0\rangle$ și prima stare excitată $\langle 1|$ a energiei $\hbar\omega_i$ a moleculei (în presupunerea că toate moleculele la temperatura dată se găsesc în starea fundamentală). În continuare s-a presupus că densitățile de stări în electrozii metalici sînt independente de energie (ceea ce

este cu aproximație adevărat pentru electrozi din metale normale) și că impulsul transversal al electronului se conservă ca și în cazul tunelării elastice. În aceste presupuneri termenul care multiplică elementul de matrice din relația (9.4) este același atît pentru tunelarea elastică cît și pentru tunelarea inelastică și de aceea raportul dintre conductanța inelastică și cea elastică este egală cu pătratul celui de al doilea termen al elementului de matrice din relația (9.3), adică

$$\frac{\mathrm{d}I_i(r_\perp)/\mathrm{d}V}{\mathrm{d}I_e/\mathrm{d}V} = \frac{2m}{\Phi}\left(\frac{q}{\hbar l}\right)^2 |<1|\, p_z\, |0>|^2 g^2\left(\frac{r_\perp}{l}\right)\theta\left(V - \frac{\hbar\omega_m}{q}\right),$$

$$\theta(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x < 0. \end{cases} \tag{9.5}$$

Electronii pot tunela inelastic numai dacă au suficientă energie pentru a excita modul de vibrație respectiv, adică $qV > \hbar\omega_m$. Conductanța inelastică totală dată de un mod de vibrație al unei impurități se obține integrînd ecuația (9.5) după $r_\perp$, folosind

$$2\pi \int_{r_0}^{l} \mathrm{d}r_\perp\, r_\perp\, g^2(r_\perp/l) \simeq 2\pi l^2 \ln|l/r_0|. \tag{9.6}$$

Pentru ca integrala să fie convergentă s-au introdus limitele de tăiere r_0 și l. Valorile exacte ale acestor mărimi de tăiere nu sînt critice deoarece raportul lor este conținut într-un logaritm.

Multiplicînd relația (9.5) cu numărul N de impurități pe unitatea de arie și sumînd pe toate vibrațiile posibile ale unei impurități, se obține

$$\frac{\mathrm{d}I_i/\mathrm{d}V}{\mathrm{d}I_e/\mathrm{d}V} = \frac{4\pi N m q^2}{\Phi h^2} \ln(l/r_0) \sum_m |\langle m|p_z|0\rangle|^2\, \theta\left(V - \frac{\hbar\omega_m}{q}\right), \tag{9.7}$$

unde $\langle m|$ reprezintă prima stare excitată a modului vibrațional m și $\hbar\omega_m$ reprezintă energia acestuia. Valoarea calculată a relației (9.7), luînd valori rezonabile ale parametrilor l, r_0 (de exemplu: $r_0 = 1/30 \leqslant 1$ Å), Φ, N, m și p_z, este de aproximativ 1%, ceea ce coincide cu rezultatele experimentale. Teoria prezice că tranzițiile inelastice sînt cauzate de către modurile vibraționale cu momentul de dipol perpendicular pe suprafață. De asemenea, prin tunelare inelastică sînt observate numai modurile care implică o variație a momentului de dipol al moleculei; conductanța inelastică este proporțională cu $|\langle m|\, p_z|0\rangle|^2$. Același factor de proporționalitate apare și în absorbția în infraroșu. Prin urmare, teoria arată că intensitățile într-un spectru de tunelrare ar fi aceleași cu cele din spectrul de absorbție în infraroșu. Experiența arată că deși picurile mari din spectrul de infraroșu corespund în mod obișnuit cu picurile mari din spectrul de tunelare, în spectru de tunelare apar unele picuri care sînt complet absente în spectrul de infraroșu. În scopul explicării apariției acestor picuri s-au luat în considerare alte mecanisme de interacție electron-moleculă, cum ar fi interacția prin intermediul polarizabilității moleculei care constă în aceea că electronul care tunelează induce un moment de dipol în moleculă și

interacționcază cu acesta. Energia de interacție, incluzînd efectele celei mai apropiate imagini a dipolului, este

$$U^R_{\text{int}}(\alpha) = -4q^2\alpha z^2/(z^2 + r_\perp^2)^3; \tag{9.8}$$

α este polarizabilitatea moleculei și, deoarece modurile vibraționale cărora li se atașează o polarizabilitate sînt observate în spectroscopia Raman, ele se numesc moduri active Raman (de aici indicele R în relația (9.8)). Menționăm că modurile vibraționale studiate mai înainte, care sînt asociate unui moment de dipol, se observă în spectroscopia de infraroșu și de aceea ele se numesc moduri active de infraroșu. Introducînd acest nou termen (9.8) în potențialul barierei și dezvoltînd în serie după U_{int}/Φ, ca mai înainte, se obține

$$|M^R_{ij}| \sim \left[1 + \left(\frac{2m}{\Phi}\right)^{1/2} \frac{\alpha q^2}{4\hbar l^3}\, t\left(\frac{r_\perp}{l}\right)\right] e^{-\left(\frac{2m\Phi}{\hbar^2}\right)^{1/2} l}. \tag{9.9}$$

unde

$$t(x) = \frac{1}{x^2}\left[\frac{1 - x^2}{(1 + x^2)^2} + \frac{1}{x}\,\text{tg}^{-1}\left(\frac{1}{x}\right)\right].$$

În final se obține

$$\frac{dI^R_i/dV}{dI_e/dV} = \frac{4\pi m N q^2}{\Phi\hbar^2} \cdot \frac{q^2}{16\, l^2} \int_{r_0}^{l} t^2\left(\frac{r_\perp}{l}\right) r_\perp^2\, dr_\perp \sum_m |\langle m|\alpha|0\rangle|^2 \theta\left(V - \frac{\hbar\omega_m}{q}\right). \tag{9.10}$$

Funcția $t(x)$ este puternic divergentă cînd $x \to 0$ și integrala depinde foarte tare de valoarea razei de tăiere r_0. Divergența puternică apare deoarece se consideră că polarizabilitatea α este independentă de $r_\perp$: din punct de vedere fizic α trebuie să se micșoreze cînd $r_\perp \to 0$. Unele estimări, utilizînd valori rezonabile ale parametrilor, dau pentru conductanța inelastică valoarea de aceeași mărime cu cea obținută din interacția electron-moment de dipol (0,1—0,5%). Prin urmare este de așteptat ca în spectrele de tunelare să apară modurile vibraționale active atît cele de infraroșu cît și Raman. Modelele teoretice prezentate mai sus [11, 7] folosesc următoarele aproximații neconforme cu realitatea :

1. S-a presupus că impulsul electronului, paralel cu interfața, se conservă deși în mod obișnuit împrăștierea inelastică pe impurități îl modifică pe acesta.

2. Nu se ia în considerare pierderea de energie prin excitarea modurilor vibraționale moleculare asupra probabilității de tunelare.

3. Curentul tunel depinde de raza r_0 de tăiere, care este dificil de determinat : în calculul curentului în funcție de $r_\perp$ se presupune implicit că funcția de undă a electronului este localizată pe o distanță mică în raport cu distanța de interacție, ceea ce conduce la o integrală divergentă și deci la introducerea razei de tăiere r_0 pentru eliminarea divergenței.

4. Se consideră potențialul molecular ca un întreg deși electronii suferă împrăștieri pe distanțe mici (~ 2Å) și este deci de așteptat ca să

„simtă" structura moleculară. Pentru a înlătura aceste neajunsuri s-a propus un nou mod de interacție electron-moleculă [12]. În locul aproximației de dipol s-a presupus că distribuția sarcinii în interiorul moleculei poate fi fracționată în sarcini parțiale, fiecare sarcină parțială fiind localizată pe un anumit atom. Sarcinile parțiale apar datorită împărțirii inegale a densității de sarcină a electronilor de legătură în moleculă. Aceasta permite să se descrie interacția la distanțe comparabile cu distanțele interatomice, distanțe la care nu este valabilă aproximația de dipol. Potențialul local de interacțiune se ia de forma

$$V_I(r) = \sum_j \frac{q^2 Z_j}{|r - R_j|}, \tag{9.11}$$

unde R_j este poziția atomului Z_j, q — sarcina sa spațială și r — poziția electronului. Cînd molecula vibrează poziția atomului se modifică și poate fi scrisă în primul ordin de aproximație

$$R_j = R_{j0} + \delta R_j \, e^{i\omega t}, \tag{9.12}$$

δR_j depinde de modul vibrațional considerat. În formalismul „regulii de aur" componenta care oscilează cu frecvența ω este fracțiunea din termenul total $V_I(r)$ care leagă între ele stările inițiale și finale. Dezvoltînd relația (9.11) în serie și oprindu-ne la primul termen în δR_j, se găsește

$$V_I(r, \omega) = - \sum_j q^2 Z_j \, \delta R_j \nabla_j \left(\frac{1}{|r - R_{j0}|} \right). \tag{9.13}$$

Elementul de matrice este dat de exresia

$$M_{if} = \langle \psi_f | V_I(r, \omega) \psi_i \rangle, \tag{9.14}$$

unde ψ_i și ψ_f sînt funcțiile de undă, inițială și finală, ale electronului, scrise în aproximația WKB. De exemplu, funcțiile de undă ale electronului în starea inițială în afara și în interiorul barierei sînt:

$$\psi_i \sim \exp \{i (k_x x + k_y y)\} \sin (k_z z + \gamma), \qquad z < 0 \qquad \text{(în metal)},$$

$$\psi_i \sim \exp \{i (k_x x + k_y y)\} \exp (-|K_z| z), \quad 0 < z < l \quad \text{(în oxid)},$$

unde

$$|K_z| = \left[\frac{2m}{\hbar^2} \left(U - \frac{\hbar^2 k_z^2}{2m} \right) \right]^{1/2}.$$

Relații similare se scriu pentru funcția de undă de ieșire (din starea finală). Forma undelor în stările inițială și finală este reprezentată în figura 9.6. Calculul elementului de matrice (9.14) nu este complicat. Se iau în considerare imaginile sarcinilor parțiale în cei doi electrozi. Contribuția

BCU CLUJ / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

la elementul total de matrice a atomului cu numărul n din poziția $\boldsymbol{r}=a\boldsymbol{z}+b\boldsymbol{x}+c\boldsymbol{y}$ cu sarcina spațială Z_n și deplasarea $\delta\boldsymbol{R}_n=\sum_m \delta_{nm}\, e^{i\omega t_m}$ este dată de

$$M_{if}^{nm} = \pi q^2 Z_n \delta_{nm} \zeta_z\, e^{-|K_{zf}|\,l}\, e^{i\alpha_x b}\, e^{i\alpha_y c}\, \frac{\alpha_j}{\alpha_{||}} \left\{ \frac{e^{\alpha_{||}a} + e^{-\alpha_{||}a}}{e^{2l\alpha_{||}} - 1} \left[\frac{e^{(\alpha_z-\alpha_{||})\,l} - 1}{\alpha_{||} - \alpha_z} + \right.\right.$$

$$\left. + \frac{e^{(\alpha_z+\alpha_{||})\,l} - 1}{\alpha_{||} + \alpha_z} \right] + \frac{1}{\alpha_{||} - \alpha_z} \left[e^{(\alpha_z-\alpha_{||})\,l} (e^{\alpha_{||}a} \pm e^{-\alpha_{||}a}) - \right.$$

$$\left.\left. - (e^{\alpha_z a} \pm e^{-\alpha_{||}a}) \right] \pm \frac{1}{\alpha_{||} + \alpha_z} \left[e^{\alpha_z a} - e^{-\alpha_{||}a} \right] \right\}, \qquad (9.15)$$

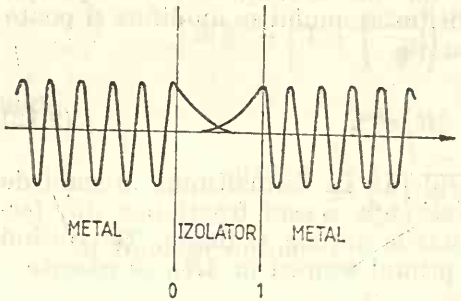


Fig. 9.6

unde:

$$\alpha_x = k_{xi} - k_{xf}, \quad \alpha_y = k_{yi} - k_{yf},$$

$$\alpha_z = |K_{zi}| - |K_{zf}|, \quad \alpha_{||} = (\alpha_x^2 + \alpha_y^2)^{1/2},$$

$$|K_z| = \left(\frac{2m}{\hbar^2}\right)^{1/2} \left(U - \frac{\hbar^2 k_z^2}{2m}\right)^{1/2},$$

$$\zeta_z = \left(\frac{k_{zi}\, k_{zf}}{|K_{zi}|\,|K_{zf}|}\right)^{1/2},$$

cu i și f s-au notat stările inițiale și, respectiv, finală. În relația de mai sus se ia semnul „+" și $\alpha_j = \alpha_{||}$ atunci cînd $\boldsymbol{j} = \boldsymbol{z}$ (vibrațiile sînt perpendiculare pe suprafața metalului) și se ia semnul „—" și $\alpha_j = \alpha_x, \alpha_y$ dacă $\boldsymbol{j} = \boldsymbol{x}, \boldsymbol{y}$ (mișcarea este paralelă cu suprafața metalului). Pentru a obține elementul de matrice total se face sumarea

$$|M_{if}|^2 = \left|\sum_{nm} M_{if}^{nm}\right|^2 = G(E_i, E_f, k_i, k_f). \qquad (9.16)$$

Introducînd (9.16) în (9.4) și transformînd sumarea după vectorul de undă în integrală, se găsește

$$j_i = \frac{8\pi q}{\hbar} \left(\frac{L}{\pi}\right)^6 \left(\frac{m}{\hbar^2}\right)^3 \int d\Omega_i \int d\Omega_f \int_0^\infty dE_i\, E_i^{1/2} \int_0^\infty dE_f\, E_f^{1/2} \cdot$$

$$\cdot G(E_i, E_f, k_i, k_f)\, [1 - \theta(E_i - E_{Fi})]\, \theta(E_f - E_{Ff} + \qquad (9.17)$$

$$+ qV)\, \delta(E_i - E_f - \hbar\omega),$$

unde E_{Fi}, E_{Ff} sînt energiile Fermi din electrozii metalici; s-au luat valorile funcțiilor Fermi la limita temperaturilor joase. Ceea ce ne interesează este derivata a doua a relației (9.17) în raport cu tensiunea. Prin diferențiere funcțiile treaptă $\theta(x)$ devin funcții δ; efectul funcțiilor δ este

BCU ASI - CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

de a aduce electronii inițiali și finali pe suprafața Fermi, ceea ce este de așteptat. În final, se obține

$$\frac{\mathrm{d}^2 j_i}{\mathrm{d}(qV)^2} = \frac{8\pi q}{\hbar}\left(\frac{L}{\pi}\right)^6\left(\frac{m}{\hbar^2}\right)^3\sqrt{E_{Fi}}\sqrt{E_{Ff}-qV}\int \mathrm{d}\Omega_i\int \mathrm{d}\Omega_f\, G(E_F, E_F + \\ + qV, k_i, k_f)\,\delta(\hbar\omega - qV). \qquad (9.18)$$

Valoarea absolută a variației conductanței datorită unui mod de vibrație se obține integrînd ecuația (9.18) după tensiune (eliminînd funcția δ) și multiplicînd cu n densitatea de impurități pe arie. Integralele de mai sus se efectuează numeric. Folosind valori rezonabile ale parametrilor se obține în acest model o modificare a conductanței de 0,5% pentru un monostrat de ioni OH^-, fiind în bună concordanță cu rezultatele experimentale. S-a observat experimental că în structura $Al-Al_2O_3-Pb$ maximul de vibrație este mai mare atunci cînd electrodul de aluminiu este polarizat negativ în comparație cu cazul cînd electrodul de aluminiu este polarizat pozitiv. Motivul acestei asimetrii constă în faptul că într-un sens electronii tunelează traversînd cea mai mare parte din barieră înainte de a pierde energie, pe cînd în sens invers ei tunelează traversînd cea mai mare parte din barieră după ce pierd energie. Electronii cu energie mai mare tunelează mai ușor. De aceea, efectul tunel inelastic are loc cu mai multă ușurință pentru electronii care tunelează din aluminiu prin stratul de oxid și sînt împrăștiați în plumb de către impuritățile de la suprafața oxidului, ceea ce se întîmplă cînd electrodul de aluminiu este polarizat negativ.

9.3. Principiul metodei de măsură a derivatei a doua, $\mathrm{d}^2I/\mathrm{d}V^2$. Instalația experimentală

Circuitul echivalent Thèvenin al circuitului de măsură este reprezentat în figura 9.7, V_B este o sursă variabilă de curent continuu cu ajutorul căreia se stabilește tensiunea V pe diodă, v_g este un generator sinusoidal care dă un semnal alternativ pe diodă, R_e este rezistența circuitului echivalent care include rezistențele celor două surse și impedanța de intrare a amplificatorului din care se extrage semnalul corespunzător cu prima sau a doua derivată. Curentul i care trece prin joncțiune poate fi dezvoltat în serie Taylor în jurul valorii I dată de tensiunea V de polarizare

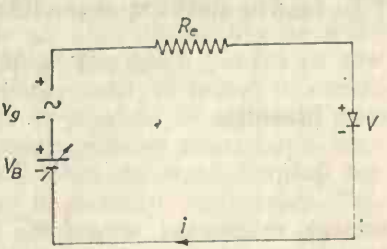


Fig. 9.7

$$i(v) = I + (v - V)\left(\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}v}\right)_V + \frac{(v-V)^2}{2}\left(\frac{\mathrm{d}^2 i}{\mathrm{d}v^2}\right)_V. \qquad (9.16)$$

Din legea a doua a lui Kirchoff aplicată pe circuitul reprezentat în figura 9.7, rezultă

$$V_B + v_g = R_e\, i + v, \qquad (9.17)$$

care în absența semnalului alternativ v_g devine

$$V_B = R_e I + V. \tag{9.18}$$

Notînd $(dv/di)_V = R_d$ = rezistența diferențială, $(d^2i/dv^2)_V = K$, și utilizînd relațiile (9.16) și (9.18), ecuația (9.17) poate fi scrisă astfel

$$v_g = \left[\frac{R_e}{R_d} + 1\right](v - V) + \frac{R_e K}{2}(v - V)^2. \tag{9.19}$$

Soluția acestei ecuații este

$$(v - V) = (c_2/2c_1)\{-1 + [1 + (4c_1/c^2)\, v_g]^{1/2}\}, \tag{9.20}$$

unde $c_1 = R_e K/2$ și $c_2 = (R_e/R_d) + 1$.

Deoarece $4c_1/c_2^2$ are valoare mică, radicalul din ecuația (9.20) se poate dezvolta în serie și se obține

$$v = V + \left(\frac{1}{c_2}\right) v_g - \left(\frac{c_1}{c_2^3}\right) v_g^2 + \left(\frac{2c_1^2}{c_2^5}\right) v_g^3 + \ldots \tag{9.21}$$

sau

$$v = V + \frac{R_d}{R_e + R_d}\, v_g - \frac{K R_e R_d^3}{2(R_e + R_d)^3}\, v_g^2 + \frac{K^2 R_e^2 R_d^5}{2(R_e + R_d)^5}\, v_g^3 \ldots - \tag{9.22}$$

Asigurînd îndeplinirea condiției $R_e \gg R_d$, ecuația (10.22) se reduce la

$$v = V + \frac{1}{R_e}\left(\frac{dv}{di}\right)_V \cdot v_g - \frac{R_d^2}{2R_e^2}\left(\frac{d^2i}{dv^2}\right)_V \cdot v_g^2 + \ldots \tag{9.23}$$

Tensiunea alternativă dată de generator este de forma $v_g = A \cos \omega t$. Înlocuind această expresie a lui v_g în ecuația (9.23) se obține o serie de forma

$$v = V + V_\omega \cos \omega t + V_{2\omega} \cos 2\omega t. \tag{9.24}$$

Rezultă

$$V_\omega \sim (1/R_e)\,(dv/di)_V, \tag{9.25}$$

$$V_{2\omega} \sim (R_d^3/R_e^2)\,(d^2i/dv^2)_V. \tag{9.26}$$

Prin urmare, amplitudinea semnalului măsurat pe frecvența fundamentală (ω) este proporțională cu prima derivată iar amplitudinea semnalului măsurat pe frecvența corespunzătoare primei armonici (2ω) este proporțională cu derivata a doua a curentului în funcție de tensiune. În măsurătorile asupra derivatei a doua ne interesează tensiunile la care d^2i/dv^2 are valoarea zero sau maxime ori minime și nu valoarea absolută a lui d^2i/dv^2. Schema unui aparat experimental simplu este reprezentată în figura 9.8. Pe joncțiunea tunel se aplică un semnal cu amplitudinea de

0,25 mV provenit de la un generator de semnal audio. Semnalul se aplică printr-un transformator de acord și rezistența R_2. Rezistențele R_2, R_3, R_4 și R_i (impedanța de intrare a amplificatorului selectiv care joacă rol și de voltmetru) sînt luate mult mai mari decît rezistența diferențială a diodei R_d, pentru a fi îndeplinite condițiile cerute de analiza de mai sus. Deoarece circuitul este de impedanță mare nu se pot utiliza pentru studiu diode tunel cu rezistență negativă. Tensiunea V pe diodă se aplică prin intermediul rezistenței R_3 de la o sursă de tensiune continuă, variabilă. Variația tensiunii se face cu ajutorul unui motor care comandă un potențiometru. Rata de variație a tensiunii de polarizare depinde de viteza motorului. De obicei se folosește o astfel de viteză ca să se înregistreze o linie de 25 cm în timp de 60 s [14].

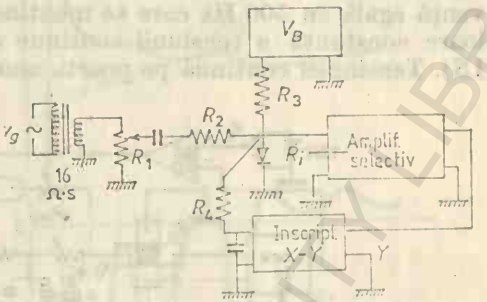


Fig. 9.8

Un alt circuit pentru măsurarea derivatei a doua este reprezentat în figura 9.9. Realizarea instalației este dificilă deoarece semnalele culese de pe joncțiune sînt de ordinul $10^{-8} \div 10^{-9}$ V. Astfel de semnale (slabe) pot fi măsurate dacă sînt amplificate cu ajutorul unui amplificator lock-in care nu amplifică decît semnalele aflate în fază cu un anumit semnal de referință. Pentru proiectarea instalației de măsură trebuie avute în vedere următoarele probleme.

1. Eliminarea armonicelor oscilatorului. În acest scop în circuit se introduce un filtru taie 10 kHz ($=2\omega$) care să suprime armonicele false pînă la ordinul de mărime de 10^{-9} V.

2. Între joncțiune și preamplificator fundamentala trebuie să se atenueze suficient de tare pentru a nu produce armonici superioare în preamplificator. În acest scop s-a introdus în circuit un filtru taie 5 kHz ($=\omega$).

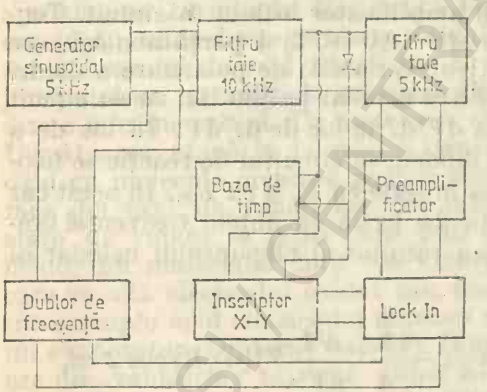


Fig. 9.9

3. Partea de rețea dintre joncțiune și preamplificator trebuie să aibă impedanța de ieșire suficient de mare pentru ca preamplificatorul să aducă o contribuție neglijabilă la zgomotul total în comparație cu contribuția joncțiunii și cea datorată disipării termice în circuitul de intrare. Pentru eliminarea paraziților externi intalația trebuie să fie foarte bine ecranată. Semnalul de referință de pulsație 2ω necesar pentru amplificatorul lock-in se obține aplicînd pe o ramură de circuit frecvența fundamentală de la generator unui dublor de frecvență. Tensiunea continuă, lent variabilă, de polarizare a joncțiunii se obține de la o bază de timp cu constantă de timp mare. Circuite de măsură a derivatei a doua, mai complexe, au fost utilizate de diverși autori [15, 16]. Un asemenea circuit

complex este reprezentat în figura 9.10[16]; cu el se pot măsura atît prima derivată cît și derivata a doua. Circuitul conține un generator cu cristal de pulsuri (de formă rectangulară) care trimite semnale de referință pe frecvențele de 500 Hz și 1 kHz. O poartă analogică (notată AP) de tip 1H5024 convertește tensiunea continuă de la intrarea ei în pulsuri rectangulare care se sincronizează cu pulsurile rectangulare de 500 Hz. De la ieșirea AC OUT a porții analogice se aplică pe probă o tensiune de frecvență egală cu 500 Hz care se menține constantă prin menținerea la valoare constantă a tensiunii continue de la intrarea porții analogice (DC IN). Tensiunea continuă pe poarta analogică se ia de la o sursă de curent

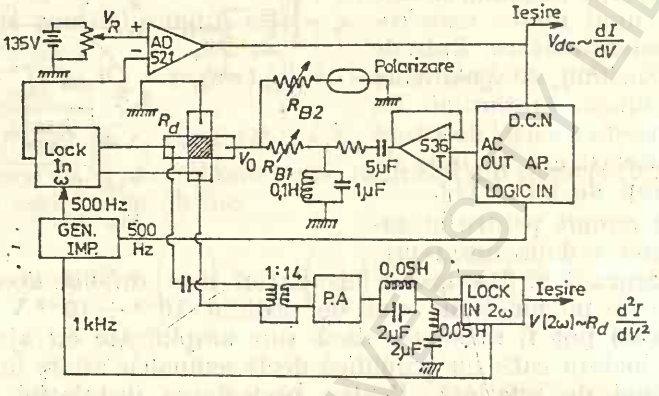


Fig. 9.10

continuu, V_R. Tensiunea continuă aplicată pe poartă, V_{dc}, necesară pentru a menține pe probă o tensiune constantă la frecvența de 500 Hz este direct proporțională cu dI/dV. Astfel, măsurarea lui V_{dc} este o măsură directă a lui dI/dV într-o scară arbitrară. Constanta de proporționalitate poate fi determinată și se poate calibra instalația de măsură. Dacă se determină numai dI/dV este necesar numai un amplificator lock-in în circuit. Tensiunea de la ieșirea de curent alternativ (AC OUT) a porții analogice se aplică peste tensiunea continuă V_0 (lent variabilă) de polarizare a diodei după ce în prealabil trece printr-un filtru acordat pe 500 Hz. Acest circuit poate fi transformat pentru a măsura dV/dI în loc de dI/dV. În loc de a folosi tensiunea de pe R_d (rezistența diodei), în circuitul de reacție se folosește tensiunea de pe o rezistență fixă în serie cu R_d și cu R_{B1}. În acest caz $V_{dc} \sim dV/dI$. Tensiunea pe frecvența 2ω egală cu dublul frecvenței fundamentale, care se dezvoltă pe R_d ca rezultat al răspunsului neliniar al joncțiunii, este

$$V_f(2\omega) = \frac{1}{4} \cdot \frac{d^2V}{dI^2} I_f^2(\omega) \cos 2\omega t = -\frac{1}{4} \cdot \frac{d^2I}{dV^2} V_f^2(\omega) R_d \cos 2\omega t,$$

unde $I_f(\omega) = V_f(\omega)/R_d$. În circuitul reprezentat în figura 9.10, $V_f(\omega)$ se menține constantă cu ajutorul rețelei de reacție și prin urmare $V_f(2\omega)$ este direct proporțională cu $R_d d^2I/dV^2$. Această tensiune se măsoară cu un amplificator lock-in acordat pe 2ω, după ce trece printr-un preamplificator și un filtru care taie frecvența. Valoarea lui d^2I/dV^2 se obține multi-

plicînd $V_j(2\omega)$ cu V_{dc}, ceea ce este echivalent cu $(R_d d^2I/dV^2) \times (dI/dV)$. Valoarea d^2V/dI^2 se poate obține direct din $V_j(2\omega)$ dacă rețeaua de reacție este aranjată astfel încît se menține I_j = constant. În această situație la cele două ieșiri se obțin dV/dI și, respectv, d^2V/dI^2. Un rezultat obținut la temperatura de 2K pe structuri $Al-Al_2O_3-Pb$ (care are rezistența de 77 Ω în stare nomrală) este reprezentat în figura 9.11 [17].

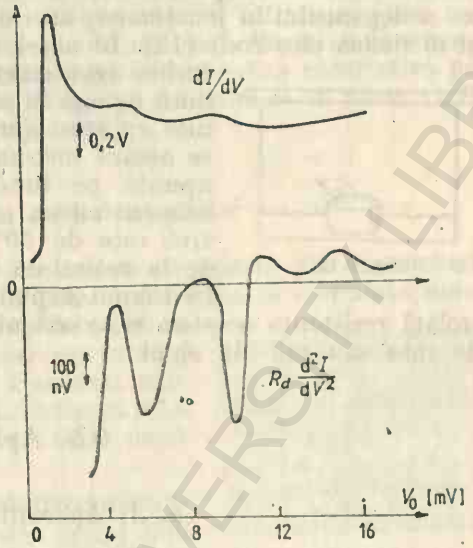


Fig. 9.11

9.4. Prepararea probelor

Structurile metal-oxid-metal se realizează de obicei pe lamele de sticlă de microscop. Lamelele se spală în prealabil în apă caldă cu detergent apoi se clătesc în apă distilată (sau deionizată). După aceea lamelele de sticlă se usucă. Pe substratul de sticlă se depune primul electrod metalic (de obicei aluminiu) sub forma unei fișii cu grosimea cuprinsă între 700 Å și 3000 Å și lățimea de 200 μm. Depunerea se face în vid de 10^{-5} mmHg. Apoi acest strat se oxidează termic sau prin descărcare luminescentă. În cazul oxidării termice se menține proba timp de cîteva ore în atmosferă la o temperatură de pînă la 120°C. În cazul oxidării prin descărcare luminescentă proba se introduce în incinta de descărcare care conține oxigen uscat la presiunea de 0,05 mm Hg; curentul de descărcare este în jur 10 mA și timpul de oxidare este de aproximativ 10 minute. Rezistența joncțiunii tunel este proporțională cu $\exp(d/d_0)$, unde d este grosimea oxidului și $d_0 = 1$ Å. La o variație a grosimii stratului de oxid de cîțiva Å corespunde o variație a rezistenței joncțiunii cu un ordin de mărime. De aceea grosimea stratului de oxid este o mărime critică. De asemenea, stratul de oxid trebuie să fie uniform. Următoarea etapă în fabricarea structurii constă în doparea stratului de oxid cu molecule organice pe care dorim să le studiem. Doparea se poate face din fază de vapori sau din fază lichidă. Doparea cu materialul în stare de vapori se poate face prin spargerea unui capilar care conține lichid din materialul dorit (de exemplu acid acetic) în incinta vidată în care se află electrodul oxidat sau, dacă materialul este mai puțin volatil, (de exemplu acid cinoacetic) doparea se face prin încălzirea acestuia într-un evaporator (cuptoraș rezistiv). Doparea cu materialul în stare de vapori are dezavantajele: (a) este dificil să se controleze timpul de expunere deoarece presiunea vaporilor depinde foarte puternic de temperatură, (b) incinta se contaminează cu alte impurități în timpul încălzirii evaporatorului (cînd se folosește această metodă).

Tehnica depunerii materialului din soluție se face prin aplicarea soluției din dopantul dorit (se utilizează ca solvent apă, benzen, metanol etc.) pe suprafața oxidului sau prin înmuierea (dipping) stratului de oxid

în soluție. După dopare se depune al doilea electrod metalic, în cruce față de primul (fig. 9.1), de grosime între 1 000 și 10 000 Å. Ca material pentru al doilea electrod se folosește de obicei plumbul deoarece s-a observat experimental că el produce cele mai mici perturbații asupra spectrului de vibrație al moleculelor dopantului [17]. Ulterior s-a dezvoltat o metodă de infuzie a dopantului în joncțiunea tunel complet realizată (după ce s-a depus și al doilea electrod) [18]. În acest scop joncțiunea se introduce într-o incintă (conteiner) (fig. 9.12) care conține o cantitate mică de apă în care sînt introduse moleculele organice cu care dorim să dopăm materialul. Structura se așează într-un pahar (cupă metalică) care este așezată pe fundul containerului; containerul este acoperit cu un capac etanș. Dacă umiditatea relativă este de 50%, rezistivitatea joncțiunii crește de la zecimi de ohmi la 100 ohmi în timp de o zi. În timpul expunerii probei în incintă trebuie controlată rezistența acesteia și scoasă atunci cînd rezistența atinge valori de sute sau mii de ohmi.

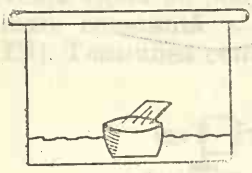


Fig. 9.12.

9.5. Aplicații

9.5.1. Aplicații în biologie

Tunelarea inelastică a electronilor se poate folosi pentru studiul tuturor compușilor biologici cum ar fi aminoacizii, bazele pirine sau pyridine, nucleozizii, nucleotizii, ADN, ARN, prozeine etc. Pentru aminoacizi și o serie de nucleotizi ADN și ARN s-a obținut o rezoluție spectrală mai bună decît prin spectroscopia de infraroșu sau Raman [19].

În figura 9.13 sînt prezentate spectrele pentru ADN, ARN și hemoglobină în domeniul 200—2 000cm^{-1} (obținute prin spectroscopie tunel). Joncțiunea cu ADN are rezistența de 2 000 Ω, cea cu ARN are 113 Ω. iar cea cu hemoglobină are 987 Ω. Din compararea cu spectrele Raman se observă o deplasare a picurilor datorată interacției moleculelor biologice cu suprafața oxidului. La valori ale numărului de undă sub 1 000 cm^{-1} apar contribuții ale fononilor oxidului de aluminiu. Din studiul acestor spectre se obțin informații asupra modurilor de vibrație ale moleculelor și modificarea lor datorată interacției cu suprafața.

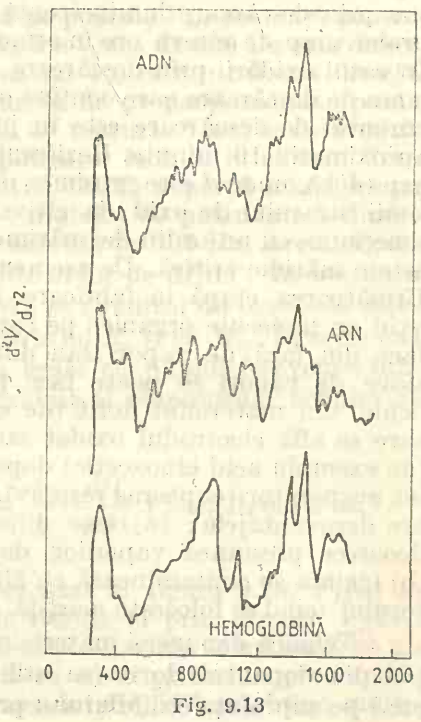


Fig. 9.13

9.5.2. Determinarea concentrațiilor foarte mici de substanță în soluție apoasă

Prin tunelare inelastică se pot detecta un număr de cîteva molecule pe cm^2, ceea ce dă posibilitatea să se detecteze urme slabe de substanțe în soluții, în special în apă, deoarece apa absoarbe puternic în infraroșu și deci nu poate fi folosită în acest scop spectroscopia de infraroșu. S-a găsit că curentul tunel depinde de concentrație după legea $n^{4/3}$. Analiza cantitativă pe baza spectroscopiei tunel este abia la început și probabil că în viitor va fi utilizată pe scară largă în chimia apei [12].

9.5.3. Aplicații în studiul adezivilor

În cazul contactului metal-adeziv moleculele de adeziv vin în contact direct cu oxidul metalului și nu cu metalul deoarece la suprafața unor metale, cum ar fi aluminiu, apare repede un strat de oxid cînd acestea sînt expuse în aer sau în timpul curățirii cu soluții de corodare. Grosimea oxidului care apare este de 100—200 Å. În figura 9.14 este reprezentată o legătură cu adeziv între două plăci metalice.

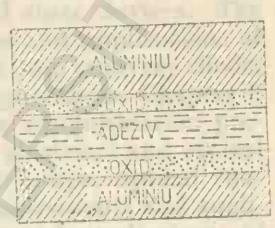


Fig. 9.14

Cunoașterea naturii chimice a interfeței adeziv-oxid este foarte importantă deoarece multe linii de fractură datorate îmbătrînirii hidrotermice sau care apar în timpul tratamentului termic se găsesc la interfață. Pentru studiul interfeței nu se poate folosi tehnica ultrasunetelor deoarece lungimea de undă a ultrasunetelor este mult mai mare decît grosimea stratului de la interfață, care este de cîțiva Ångströmi. Studii de spectroscopie tunel efectuate pe rășini comerciale au evidențiat modificarea puternică a spectrelor de vibrație ale moleculelor cu îmbătrînirea materialului [2].

9.5.4. Studiul chimiei suprafețelor și a catalizatorilor

Din studiul spectrelor de vibrație se pot trage concluzii asupra reacțiilor elementare de suprafață și mai ales asupra reacțiilor intermediare, ceea ce dă posibilitatea determinării mecanismului de reacție catalitică. Se poate studia suprafața oxizilor și interfața oxid-metal, structura moleculară a substanțelor adsorbite la suprafață, orientarea moleculelor adsorbite în raport cu substratul etc.

Bibliografie

1. R. C. Jaklevic, J. Lambe, Phys. Rev. Lett., **17**, 1139 (1966).
2. B. F. Lewis et al, J. Vac. Sci. Technol., **11**, 262 (1974).
3. J. M. Clark, R. V. Coleman, Proc. Natl. Acad. Sci., **73**, 1598 (1976).
4. M. Parikh, J. T. Hall, P. K. Hansma, Phys. Rev., **A14**, 1437 (1976).
5. Y. Skarlatos et al, Surf. Sci., **43**, 353 (1974).

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

6. V. Dolocan, *Fizica dispozitivelor cu corp solid*, Edit. Academiei, București, 1978.
7. J. Lambe, R. C. Jaklevic, Phys. Rev., **165**, 821 (1968).
8. J. Klein et al, Phys. Rev., **B7**, 2336 (1973).
9. V. Dolocan, *Fizica joncțiunilor cu semiconductoare*, Edit. Academiei, București, 1982.
10. R. J. Jennings, J. R. Merrill, J. Phys. Chem. Solids, **33**, 1261 (1972).
11. D. J. Scalapino, S. M. Marcus, Phys. Rev. Lett., **18**, 459 (1967).
12. J. Kirtley, D. J. Scalapino, P. K. Hansma, Phys. Rev., **B14**, 3177 (1976).
13. W. R. Patterson, J. Shewchun, Rev. Sci. Instruments, **35**, 1704 (1964).
14. V. Dolocan, Studii și cercetări de fizică, **9**, 861 (1981).
15. A. F. Hebard, P. W. Shumate, Rev. Sci. Instrum., **45**, 529 (1974).
16. L. D. Flesner, A. H. Silver, Rev. Sci. Instrum., **51**, 1411 (1980).
17. P. K. Hansma, Physics Reports, **30C**, 146 (1977).
18. R. C. Jaklevic, M. R. Gaertner, *External Doping of Tunnel Junctions*, în *Inelastic electron tunneling spectroscopy*, ed. T. Wolfram, Springer Verlag, 1978, p. 193.
19. R. V. Coleman, J. M. Clark, C. S. Korman, *IETS with Application to Biology and Surface Physics*, op. cit., 19, p. 34.

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

VOICU DOLOCAN, **Fizica electronică a stării solide**
(Physics of solid state electronics),
Editura Academiei Republicii Socialiste România, București,
1984, 278 p.

Abstract

This book developed from a course of lectures delivered at the Faculty of Physics, University of Bucharest. Additionally, it continues the ideas presented in other two books by the author on solid state devices. The first chapter deals with measurements, characteristics and applications of semiconductor diodes, including Zener's diode and the step recovery diode. Chapter 2 is devoted to tunnel diodes and their applications. Chapter 3 discusses luminescent diodes. This includes radiative recombination processes, excitation mechanisms, luminescent materals, electrical and optical characteristics of LEDs and applications (indicator lamps, optical couplers). Chapter 4 is an approach to photodetector measurements and applications. Chapter 5 is concerned with measurements and applications of bipolar transistors: characteristics, amplifier's design, frequency limitation, differential amplifiers, operational amplifiers, oscillators, noise, switching transistors, etc. Field effect transistors and their applications are discussed in Chapter 6. Chapter 7 covers unijunction transistors and thyristors. In chapter 8 are presented digital circuits as bipolar and MOS transistor gate, flip-flop circuits, shift register, decoding matrix, decimal counting, etc. Inelastic electron tunneling is the subject of the last chapter, which covers also the second derivative measurements, sample preparation and applications.

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

CONTENTS

CHAPTER 1. $p-n$ Junctions 13

1.1. General considerations 13
1.2. Measurements of diode parameters 14
1.3. Protection circuits 18
1.4. Rectifier circuits 18
1.5. Clipping and clamping circuits 23
1.6. Logic circuits 25
1.7. Step recovery diodes 26
1.8. Zener diodes 30
1.9. Constant current supply 32
1.10. Regulators with adjustable output voltage 32

References 34

CHAPTER 2. Tunnel diodes 35

2.1. Operating mode 35
2.2. Equivalent circuit 36
2.3. Differential resistance measurements 38
2.4. Series resistance measurements 39
2.5. Capacitance and inductance measurements 40
2.6. Amplification 41
2.7. Oscillator 42
2.8. Switching 43

References 45

CHAPTER 3. Luminescent diodes 46

3.1. Radiative recombination processes 46
3.2. Excitation mechanisms 51
3.3. Luminescent materials 54
3.4. Diode preparation 61
3.5. Electrical and optical characteristics 64
3.6. Characterization of emitting radiation 68
3.7. Measuring characteristics of emitting diodes 71
3.8. Applications 77
3.9. Optical couplers 86

References 90

CHAPTER 4. Photodetectors 91

4.1. General considerations 91
4.2. Radiant power measurements 93

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

4.3. Photodetector circuits 94
4.4. Photomultipliers 101
References 103

CHAPTER 5. **Bipolar junction transistors** 104

5.1. Operating mode 104
5.2. Current-voltage characteristics 106
5.3. Amplification. Graphical analysis 108
5.4. Operating point stability 111
5.5. Design of an amplifier 113
5.6. Equivalent circuits 115
5.7. Measurement of common-emitter characteristics 120
5.8. Common-collector amplifier 122
5.9. Common-base amplifier 124
5.10. Frequency limitation 125
5.11. Feedback amplifiers 131
5.12. Differential amplifiers 137
5.13. The DC level shifter 140
5.14. Operational amplifier 141
5.15. Applications of operational amplifiers 147
5.16. Multistage amplifiers 152
5.17. Oscillators 159
5.18. Noise 165
5.19. Switching transistors 175
References 176

CHAPTER 6. **Field-effect transistors** 177

6.1. Operating mode and characteristics 177
6.2. Current-voltage characteristics 179
6.3. Amplification 179
6.4. Common drain amplifier 183
6.5. Common gate amplifier 185
6.6. Chopper applications 185
6.7. Multiplexing with field-effect transistors 187
6.8. Sample-and-Hold circuits 189
6.9. DC current regulator 191
6.10. TECJ as variable resistor 191
6.11. MOS transistors 192
6.12. Current-voltage characteristics 194
6.13. Common source MOS amplifier 196
References 200

CHAPER 7. **Unijunction transistor and thyristors** 201

7.1. Operating mode of UJT 201
7.2. UJT oscillator 202
7.3. Design of an UJT oscillator 203
7.4. Current-voltage characteristics measurements 204
7.5. Trigger circuits 205
7.6. Time relay 206
7.7. Programmable unijunction transistor 207

BCU IASI CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

7.8. Thyristor classification 209
7.9. Operating mode of the SCR 209
7.10. Operating mode of the triac 213
7.11. Operating mode of the diac 215
7.12. Silicon-controlled switch 216
7.13. Control of the phase angle 217
7.14. Motor speed control 218
7.15. Alarm circuits 220
7.16. Battery charger 221
References 222

CHAPTER 8. **Digital circuits** 223

8.1. Binary numbers 223
8.2. Boolean algebra 224
8.3. Positive and negative logic 227
8.4. Bipolar transistors gate 227
8.5. MOS transistors gate 232
8.6. Flip-flop circuits 234
8.7. The shift register 241
8.8. Decimal counting 242
8.9. Decoding matrix 246
8.10. Display 249
8.11. Memoirs 251
References 254

CHAPTER 9. **Inelastic electron tunneling** 255

9.1. Inelastic tunnel effect 255
9.2. Inelastic tunnel effect theory 259
9.3. The second derivative measurements 265
9.4. Sample preparation 269
9.5. Applications 270
References 271

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Redactor: EUGEN MARINEANU
Tehnoredactor: IONEL TUDOR
Coperta de: DOXAN TEODOR

Bun de tipar 5 IV 1984. Format 16/70×100.
Coli de tipar 17,50.

C.Z. pentru biblioteci mari: {539.2:621.38 / 621.38:539.2}

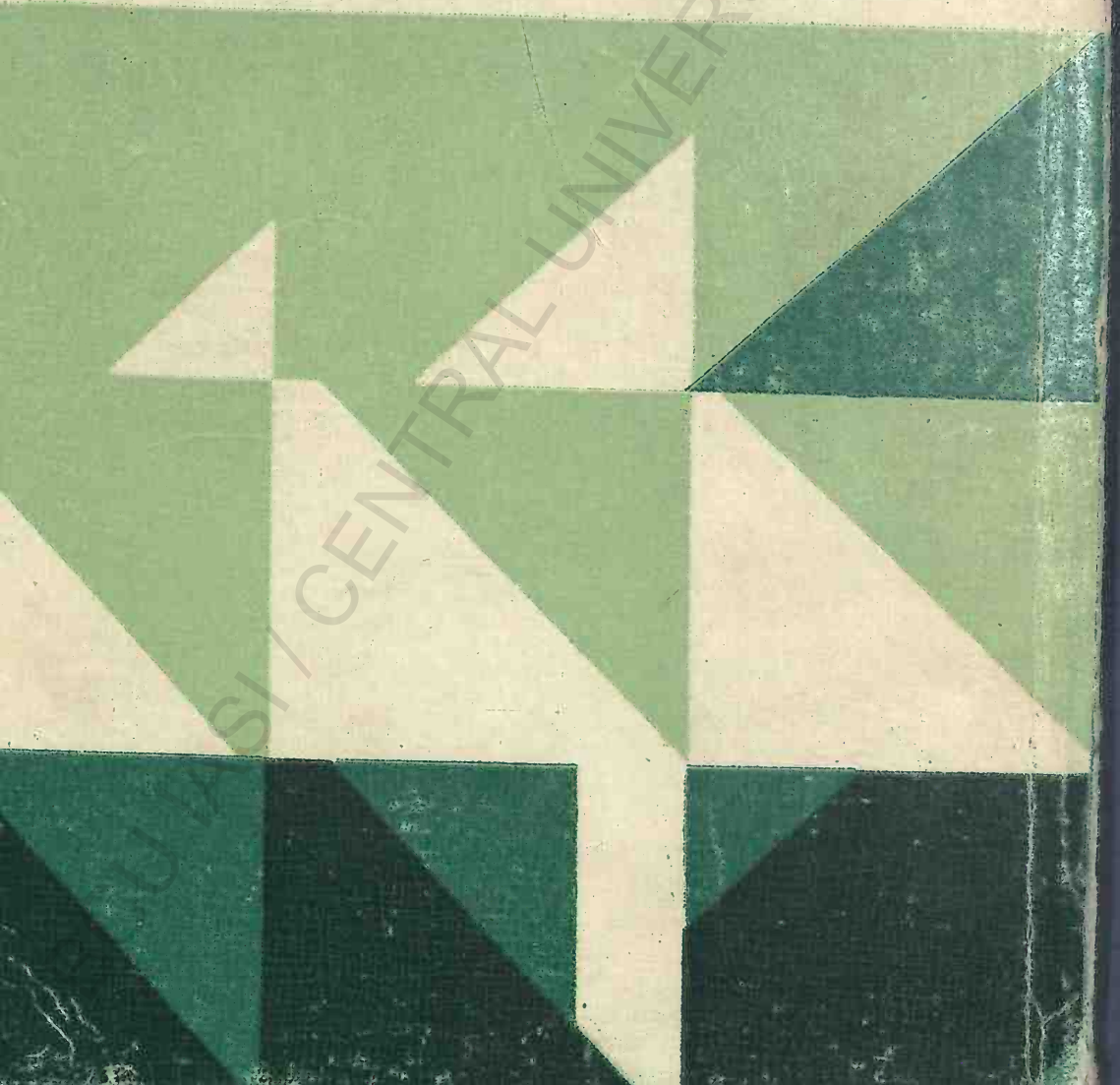
C.Z. pentru biblioteci mici: 539.2:621.38

c. 505 I. P. Informația,
str. Brezoianu nr. 23 — 25,
București

BCU IASI / CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY

Lei 28

EDITURA ACADEMIEI REPUBLICII SOCIALISTE ROMÂNIA



CENTRAL UNIVERSITY LIBRARY